

**VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA**  
**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

2014

Bc. Marek Unar

**VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA**  
**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY**  
**KATEDRA ELEKTRONIKY**

**OPTIMALIZACE NAPĚŤOVÉHO MEZIOBVODU**  
**FREKVENČNÍHO MĚNIČE**  
**FREQUENCY CONVERTER – DC LINK**  
**OPTIMIZING**

2014

Bc.Marek Unar

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Marek Unar**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T015 Elektronika  
Téma: **Optimalizace napětového meziobvodu frekvenčního měniče**  
**Frequency Converter - DC Link Optimizing**

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte analýzu možných způsobů řešení stejnosměrného meziobvodu u frekvenčních měničů.
2. Na základě provedené analýzy rozeberte výhody a nevýhody jednotlivých koncepcí řešení.
3. Proveďte návrh řešení napětového meziobvodu se zvyšujícím měničem, použitelným na komerčním zařízení.
4. Navržené řešení ověřte v praktické aplikaci.

Seznam doporučené odborné literatury:

SINAMICS - Low Voltage Engineering Manual, Version 6.0 July 2010

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Václav Sládeček, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## PROHLÁŠENÍ STUDENTA

Tímto prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně a uvedl jsem zde všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem pro její tvorbu čerpal.

Datum odevzdání: 7.5.2014 .....

Podpis:  .....

## PODĚKOVÁNÍ:

Chtěl bych tímto poděkovat panu Ing. Václavu Sládečkovi, Ph.D., který je vedoucím této diplomové práce, za rady a strávený čas, při řešení problémů týkajících se daného tématu.

## **ABSTRAKT:**

Tato diplomová práce se zabývá popisem, návrhem a optimalizací stejnosměrného meziobvodu napětového frekvenčního měniče. V praxi používaného pro pohony asynchronních motorů. Na začátku je uvedena problematika, která se týká vlivu zátěže na trojfázovou napájecí síť. Především pak vznik jalového výkonu a harmonického zkreslení. Dále jsou uvedeny různé způsoby korekce účinníku a omezení harmonického zkreslení. Popisy funkce používaných obvodů jsou provedeny pomocí principiálních schémat a základních matematických vztahů pro vyjádření obvodových veličin. Zároveň s rozбором výhod a nevýhod těchto obvodů jsou zakreslena schémata propojení napětových meziobvodů s trojfázovým můstkovým diodovým usměrňovačem. Dalším bodem je návrh zvyšujícího stejnosměrného měniče ve funkci napětového meziobvodu. Hodnoty obvodových prvků byly navrženy pomocí simulačního prostředí PSpice (v programu OrCad) a konkrétní hodnoty jsou podloženy výpočty. V poslední části je provedeno měření na komerčním frekvenčním měniči Siemens Sinamics S120, který je připojen k trojfázovému asynchronnímu motoru.

## **KLÍČOVÁ SLOVA:**

Frekvenční měnič, napětový meziobvod, stejnosměrný měnič, harmonické zkreslení, účinník.

## **ABSTRACT:**

This thesis deals with the description, design and optimization of the DC voltage link of the voltage frequency inverter. In practice used for drive of asynchronous motors. At the beginning there is an issue, which concerns the effects of influence of ballast on the three-phase supply mains. Especially the formation of reactive power and harmonic distortion. The following are the different ways of power factor correction then limits of harmonic distortion. Descriptions of function of used circuits are performed by a fundamental schematic diagrams and basic mathematical relations for the expression of peripheral variables. Together with the analysis of the advantages and disadvantages of these circuits are drawn schematic diagrams of linking the intermediate voltage circuits with three phase diode bridge rectifier. The next point is the draft of increasing DC converter which has a function in DC voltage link. The values of the circuit elements were designed using PSpice simulation environment (in OrCAD) and specific values are based on calculations. In the last part is the measurement, which is performed with a commercial frequency inverter Siemens SINAMICS S120, connected to three-phase asynchronous motor.

## **KEY WORDS:**

Frequency inverter, DC link voltage, DC converter, harmonic distortion, power factor.

## Seznam veličin, symbolů a zkratk:

$\cos \varphi$	účinník (%)
$D$	střída spínání (%)
$DI/DO$	digitální vstupy/výstupy
$E_{off}$	ztrátová energie při vypínání prvku (J)
$E_{on}$	ztrátová energie při zapínání prvku (J)
$E_{t_{dyn}}$	ztrátová dynamická energie tranzistoru (J)
$E_{t_{stat}}$	ztrátová statická energie tranzistoru (J)
$F, M$	frekvenční měnič
$f_1$	kmitočet základní harmonické složky (Hz)
$f_h$	kmitočet dané harmonické složky (Hz)
$f_p$	frekvence pily (Hz)
$f_s$	spínací kmitočet (Hz)
$h$	řád harmonické
$I_1$	efektivní hodnota první (základní) harmonické (A)
$I_2, I_3$	efektivní hodnota druhé, třetí harmonické atd. (A)
$I_a, I_b, I_c$	proudy odebírané ze sítě (A)
$I_d$	proud tekoucí trojfázovým usměrňovačem (A)
$I_{d(ef)}$	efektivní hodnota vstupního proudu (A)
$I_{D_{ef}}, I_{t_{ef}}$	efektivní hodnota proudu diodou, tranzistorem (A)
$I_{D_{stř}}, I_{t_{stř}}$	střední hodnota proudu diodou, tranzistorem (A)
$I_{dš}$	špičková hodnota proudu (A)
$I_{ef}$	efektivní hodnota proudu (A)
$IGBT$	výkonový polovodičový prvek (spínač)
$I_u, I_v, I_w$	proudy odebírané ze střídače (A)
$I_z$	proud napětovým meziobvodem (A)
$k$	jednotlivé harmonické složky
$L/R$	„časová konstanta“ (s)
$L_1, L_2, L_3$	vstupní tlumivky
$m$	modulační poměr (%)
$M$	zatěžovací moment (Nm)
$n$	otáčky (ot/min)
$p$	okamžitá hodnota činného výkonu (W)
$P$	činný výkon (W)
$P_d$	ztrátový výkon diody (W)
$PFC$	kvalita korekce účinníku (Power Factor Correction) (%)
$P_t$	ztrátový výkon tranzistoru (W)
$PWM$	pulzně šířková modulace

$P_z$ .....	výstupní výkon (W)
$Q$ .....	jalový výkon (VAr)
$S$ .....	zdánlivý výkon (VA)
$t$ .....	čas (s)
$t_1, t_2$ .....	doba sepnutí, rozepnutí spínače (s)
$THD$ .....	celkové harmonické zkreslení (%)
$T_s$ .....	perioda spínání (s)
$U_a, U_b, U_c$ .....	trojfázová střídavá napětí sítě (V)
$U_d$ .....	napětí na výstupu trojfázového usměrňovače (V)
$U_{d0(AV)}$ .....	střední hodnota usměrněného napětí na odporové zátěži (V)
$U_{dmin}$ .....	minimální vstupní napětí (V)
$U_{ef}$ .....	efektivní hodnota napětí (V)
$U_{in}$ .....	trojfázové vstupní napětí do usměrňovače (V)
$u_L$ .....	okamžitá hodnota napětí na cívce (V)
$U_p$ .....	napětí pily (V)
$u_r$ .....	řídící napětí (V)
$U_u, U_v, U_w$ .....	trojfázová střídavá napětí na výstupu střídače (V)
$U_{uv}, U_{vw}, U_{uw}$ ..	sdrúžená střídavá napětí na výstupu střídače (V)
$U_z$ .....	napětí na vstupu střídače (za napěťovým meziobvodem) (V)
$z$ .....	poměrné sepnutí (%)
$\delta$ .....	poměrné zvlnění napětí (%)
$\Delta I_d$ .....	zvlnění proudu (A)
$\Delta I_{L1}$ .....	přírůstek proudu za dobu $t_1$ (A)
$\Delta I_{L2}$ .....	přírůstek proudu za dobu $t_2$ (A)
$\eta$ .....	účinnost (%)
$\nu$ .....	řídící úhel (°)
$\nu$ .....	úhel posunutí (°)
$\varphi$ .....	úhel fázového posunu mezi napětím a proudem (°)
$\omega$ .....	úhlová rychlost (rad/s)

# Obsah

1.	ÚVOD.....	1
2.	VLIV ZÁTĚŽE NA NAPÁJECÍ SÍŤ.....	2
2.1.	Lineární zátěž.....	2
2.2.	Nelineární zátěž.....	4
3.	ÚVOD TEORIE NEPŘÍMÉHO FREKVENČNÍHO MĚNIČE.....	7
3.1.	Nepřímý frekvenční měnič s napět'ovým meziobvodem.....	7
3.1.1.	Usměřňovač.....	8
3.1.2.	Stejnoseměrný napět'ový meziobvod.....	9
3.1.3.	Výstupní napět'ový střídač.....	10
4.	MOŽNÉ ZPŮSOBY ŘEŠENÍ STEJNOSMĚRNÝCH MEZIOBVODŮ U F. M.....	12
4.1.	Korekce účinníku (zkr. PFC z angl. power factor correction).....	12
4.1.1.	Pasivní korekce účinníku základní harmonické.....	12
4.1.2.	Pasivní korekce účinníku zkreslení.....	13
4.1.3.	Aktivní korekce účinníku základní harmonické.....	13
4.2.	DC/DC měniče bez transformátoru.....	14
4.2.1.	Snižující DC/DC měnič (STEP-DOWN).....	15
4.2.2.	Invertující DC/DC měnič (BUCK).....	16
4.2.3.	Zvyšující DC/DC měnič (STEP-UP).....	17
4.3.	Režimy činnosti stejnosměrných měničů.....	18
4.4.	Další možnosti obvodových řešení pro korekci účinníku u F. M.....	20
4.4.1.	Pulzní (aktivní) usměřňovač.....	20
5.	VÝHODY A NEVÝHODY JEDNOTLIVÝCH OBVODOVÝCH ŘEŠENÍ.....	24
5.1.	Snižující DC/DC měnič jako napět'ový meziobvod F. M.....	24
5.2.	Invertující DC/DC měnič jako napět'ový meziobvod F. M.....	25
5.3.	Zvyšující DC/DC měnič jako napět'ový meziobvod F. M.....	26
6.	NÁVRH ZVYŠUJÍCÍHO STEJNOSMĚRNÉHO MĚNIČE.....	28
6.1.	Dimenzování indukčnosti cívky zvyšujícího měniče.....	28
6.2.	Dimenzování polovodičových součástek.....	30
6.2.1.	Tranzistor.....	30



6.2.2. Dioda.....	31
6.3. Simulace obvodu zvyšujícího měniče v programu OrCad.....	32
7. PRAKTICKÉ MĚŘENÍ NA KOMERČNÍM ZAŘÍZENÍ.....	36
7.1. Struktura frekvenčního měniče SINAMICS S120.....	36
7.2. Měření.....	37
8. ZÁVĚR.....	43
LITERATURA.....	44

## 1. Úvod

Tato diplomová práce se zabývá popisem, návrhem a optimalizací stejnosměrného meziobvodu napětového frekvenčního měniče. Díky stále častějšímu používání frekvenčních měničů ve většině oblastech motorových pohonů, je nutné se zabývat jejich účinky na napájecí síť.

Proto na začátku diplomové práce uvedu negativní vlivy na napájecí síť. Popíšu pojmy jako “lineární a nelineární zátěž“. V návaznosti na toto téma stručně popíšu frekvenční měnič, který naznačuje funkci tohoto zařízení pro následné zkoumání z pohledu napětového meziobvodu.

V dalších kapitolách uvedu způsoby korekce zmíněných vlivů na napájecí síť. Především se jedná o pasivní a aktivní korekce. Po teoretickém rozdělení obvodů stejnosměrných měničů bez transformátoru naznačím funkci každého z používaných obvodů. Pro popis funkce použiji rovnice z teoretické části, principiální schémata a teoretické průběhy veličin. Následující kapitola bude zkoumat vhodnost použití popisovaných obvodů jako napětových meziobvodů frekvenčních měničů a jejich výhody a nevýhody.

Dále popíšu funkce a použití pulzního usměrňovače. Toto obvodové řešení patří do napětového meziobvodu F. M. jen částečně. Avšak v dnešní době je jeho použití u výkonových pohonů velmi časté, a proto důležité.

Na konci diplomové práce provedu návrh zvyšujícího stejnosměrného měniče, který byl vybrán v předešlé kapitole jako vhodné řešení napětového meziobvodu. Návrh provedu pomocí konkrétních výpočtů, které podložím simulací v programovém prostředí PSpice (OrCad). Výsledné simulační výstupy (průběhy) srovnám s konkrétními výpočty.

V úplném závěru provedu měření na konkrétním měniči Siemens Sinamics S120 a tím ověřím navržené řešení napětového meziobvodu. Kapitoly budou rozděleny v souladu se zadáním.

## 2. Vliv zátěže na napájecí síť.

První kapitola je pojata jako úvod do problematiky. Zaměřím se v ní na rozdělení typů zátěže a jejich vliv na napájecí síť. Zároveň bude stručně rozebrána problematika výkonů ( $S$ ,  $P$ ,  $Q$ ) a problematika celkového harmonického zkreslení (THD). Uvedené vztahy budou sloužit k vyhodnocení kvality korekce účinníku (PFC-kapitola č. 4.).

### 2.1. Lineární zátěž.

Elektrické obvody, které obsahují pouze rezistory, induktory a kapacitory nebo obvody jejichž chování lze popsat náhradním schématem obsahující tyto prvky, se nazývají lineární. Jestliže tyto lineární zátěže připojíme k napájecí síti s harmonickým průběhem napětí, odebírají ze sítě rovněž harmonický proud a napětí v síti nezkreslují. Avšak každá reálná lineární zátěž (spotřebič) připojená na střídavou síť způsobuje fázový posun proudu  $I$  oproti napětí  $U$ . Tímto posunem je způsobeno, že výkon odebíraný ze sítě není ryze činný ( $P$ ), ale vzniká také výkon jalový ( $Q$ ). Činný a jalový výkon spolu tvoří výkon zdánlivý ( $S$ ) dle vztahů:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{zdánlivý výkon [VA]} \quad (1)$$

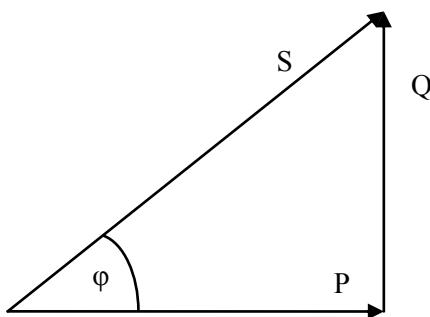
$$P = S \cdot \cos \varphi \quad \text{činný výkon [W]} \quad (2)$$

$$Q = S \cdot \sin \varphi \quad \text{jalový výkon [VAr]} \quad (3)$$

nebo:

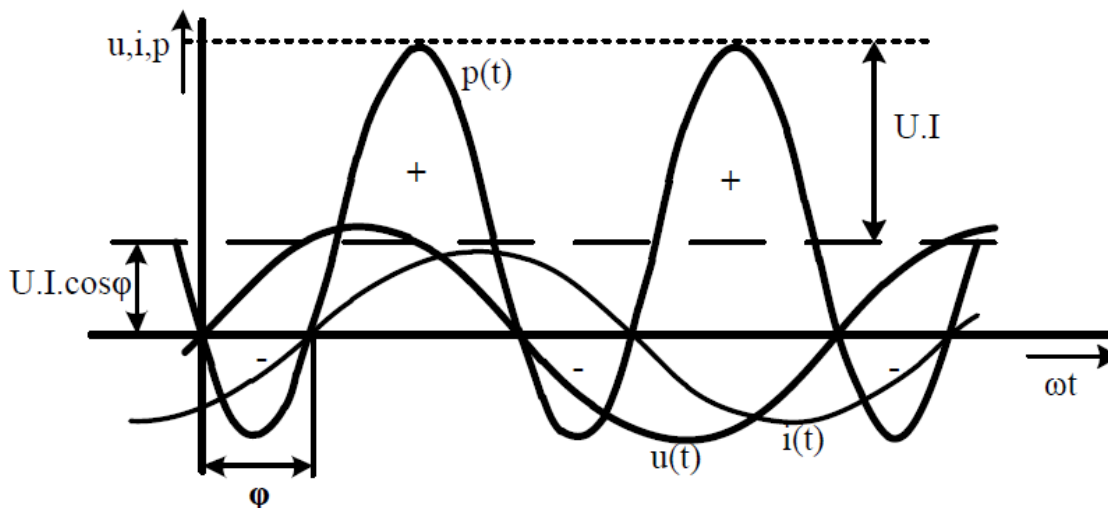
$$P = U_{ef} \cdot I_{ef} \quad (4)$$

Pro tyto výkony platí “trojúhelník výkonů“, viz obr. 1.



Obr. 1: Vektorový diagram znázorňující vztahy mezi výkony ( $S$ ,  $P$ ,  $Q$ ).

Na obrázku č. 2 je znázorněna přítomnost jalového výkonu v rozvodné síti. Část okamžitého výkonu, který spotřebič ze sítě přijme (+), do ní opět vrátí (-). Činný příkon spotřebiče je bez ohledu na charakter zátěže vždy kladný. [2], [6]



**Obr. 2:** Průběh napětí  $[u(t)]$ , proudu  $[i(t)]$  v čase a vliv na výkon  $[p(t)]$ .

Záporný výkon (-) není spotřebován a nekoná ve spotřebiči práci. Koná však práci v rozvodné síti. Síť má vždy nenulový odpor, což způsobí, že výkon putující sítě se na tomto odporu mění na teplo. Vznikají ztráty. Proto je fázový posuv proudu oproti napětí resp. jalový výkon v síti nežádoucí. Z těchto důvodů byly zavedeny normy, které pro různé spotřebiče určují maximální přípustnou míru jalového výkonu. Prakticky se vliv jalového výkonu udává pomocí poměru činného a zdánlivého výkonu. Pokud fázový posuv proudu oproti napětí na lineární zátěži označíme  $\varphi$ , pak platí:

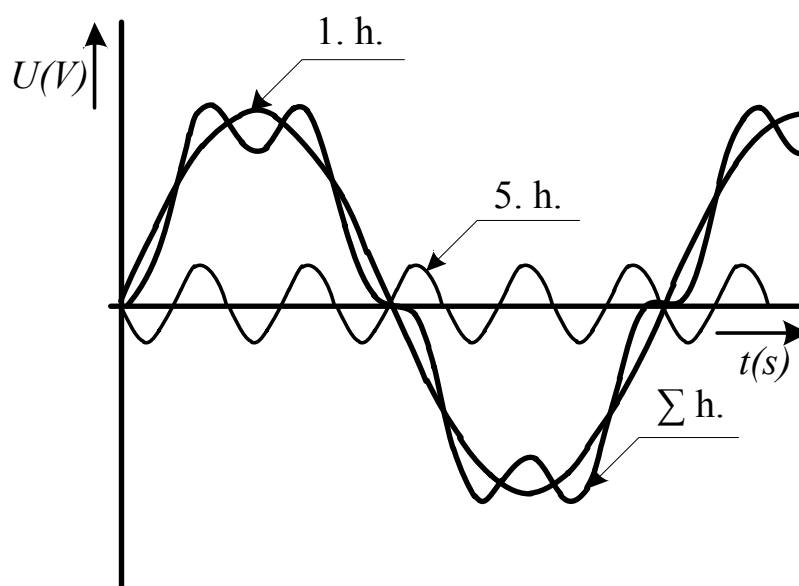
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (5)$$

Hodnota  $\cos \varphi$  se nazývá účinník. Může nabývat hodnoty od 0 (pouze jalový výkon) do 1 (pouze činný výkon). Nízké hodnoty účinníku znamenají vyšší ztráty energie. V technické praxi a průmyslu se vyžaduje účinník blízký jedné. Zlepšení hodnoty účinníku lze provést správným návrhem a provozováním zdrojů, přenosové soustavy a spotřebičů nebo použitím kompenzačních zařízení.[1], [2]

## 2.2. Nelineární zátěž.

Kromě lineárních zátěží jsou do napájecí sítě připojeny rovněž takové spotřebiče, jejichž odebíraný proud z napájecí sítě není harmonický a tím napětí v síti zkresluje. Mají negativní vliv na další zařízení k této síti připojená (jejich vlivem může docházet např. k poruchové činnosti nebo selhání citlivých zařízení, ke snížení přesnosti některých měřících přístrojů, k přetěžování a nadměrnému zahřívání středního vodiče atd.). Tyto zátěže se pak nazývají nelineární a patří sem takové zátěže, které obsahují ve svých strukturách polovodičové prvky (elektrické regulované pohony, zařízení výpočetní techniky a elektroniky). Dále to mohou být spotřebiče, jako jsou elektrické obloukové pece a svařovací stroje.

Nelineární zátěž způsobuje, že odebíraný proud nemá harmonický průběh. To znamená, že obsahuje kromě základní harmonické ještě vyšší harmonické složky, jejichž kmitočet je násobkem kmitočtu základní harmonické (50Hz). Tato skutečnost způsobuje tvorbu elektromagnetického pole v okolí vodičů, jimiž tento proud prochází. Elektromagnetické pole se projevuje jako rušení a narušuje funkci zařízení citlivých na elektromagnetické pole (TV přijímače, radiopřijímače). Důležitější je však vliv neharmonického průběhu proudu v kombinaci s nenulovým odporem rozvodné sítě na průběh napětí v síti (obr. 3). Toto napětí je následně zkresleno a tím dojde ke změně její efektivní hodnoty. Navíc může omezit správnou funkci ostatních zařízení k této napájecí síti připojených. [1], [2]



Obr. 3: Vliv vyšších harmonických na průběh napětí 1. harmonické v síti.

Pojmy související s harmonickými jsou definovány normou ČSN IEC 50 (161). Harmonická je zde definována jako složka většího než 1. řádu Fourierovy řady periodické veličiny, přičemž

složka 1. řádu Fourierovy řady jako základní harmonická. Řád harmonické  $h$  je celé číslo, dané poměrem kmitočtů harmonické a základní harmonické:

$$h = \frac{f_h}{f_1} \quad (6)$$

Pro posouzení obsahu harmonických v celkovém harmonickém spektru vyšetřované veličiny (např. proud  $I$ ) se zavádí celkové harmonické zkreslení THD, které definuje její zkreslení:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1} \quad (7)$$

$k$ ...jednotlivé harmonické složky

$I_1$ ...efektivní hodnota první harmonické

$I_2, I_3$ ...efektivní hodnota druhé, třetí harmonické atd.

Celkové harmonické zkreslení THD je tedy definováno jako poměr efektivní hodnoty obsahu harmonických dané veličiny do daného řádu harmonické k efektivní hodnotě základní harmonické. Činný výkon v případě nelineární zátěže určíme takto:

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k \quad (8)$$

zdánlivý výkon potom určíme takto:

$$S = U \cdot I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2} \quad (9)$$

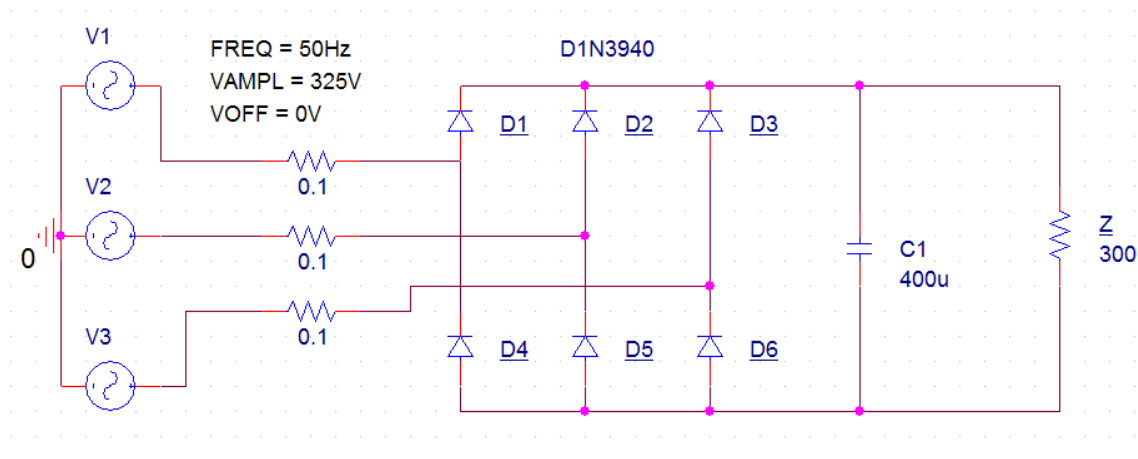
Pro nelineární zátěž s  $\cos \varphi = 1$  je vztah pro činný výkon zjednodušen na sumu součinů napětí a proudů jednotlivých harmonických složek.

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k \cdot I_k \quad (10)$$

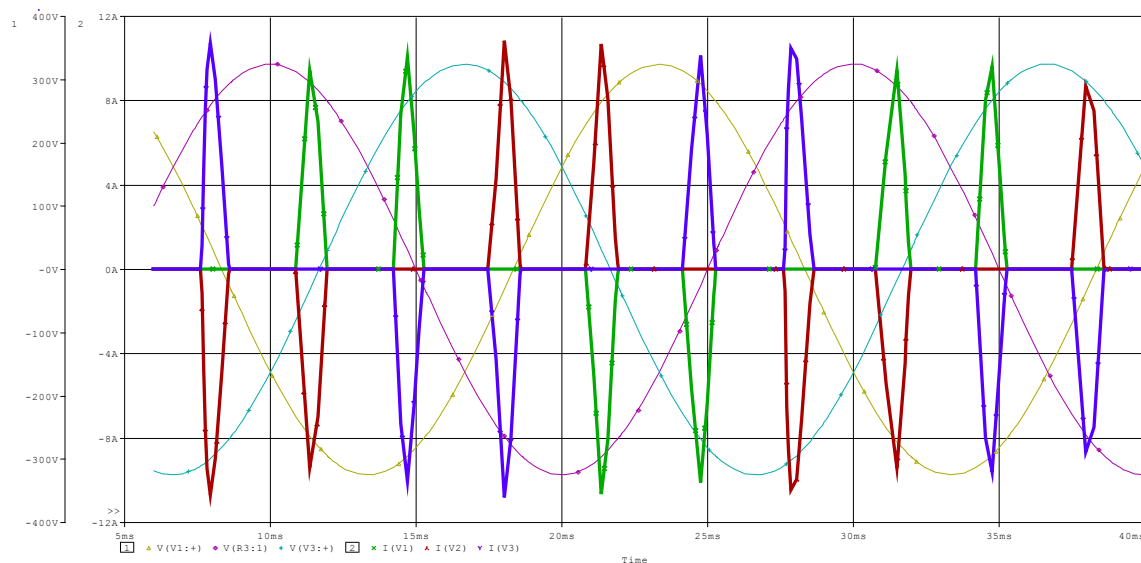
Vzhledem k tomu, že impedance napájecí sítě se běžně pohybuje v nízkých desetínách ohmů, lze zkreslení napětí na odporu sítě zanedbat. V tom případě lze zanedbat druhou a všechny vyšší harmonické složky napětí, tj. uvažovat sinusové vstupní napětí. [1], [2]

Následující obrázky (obr. č. 4, 5, 6) naznačují chování trojfázového usměrňovače, respektive jeho vliv na napájecí síť. Průběhy napětí a proudů v časové a spektrální oblasti byly nasimulovány v programu OrCad 16.6. Na obrázku č. 4 vidíme simulované schéma s čistě odporovou zátěží, pro demonstraci. Obrázek č. 5 zobrazuje průběhy napětí na zdroji ( $V1$ ,  $V2$ ,  $V3$ ). Je zřejmé, že proud teče ze sítě pouze v okamžiku, kdy je okamžitá hodnota síťového napětí vyšší než napětí na

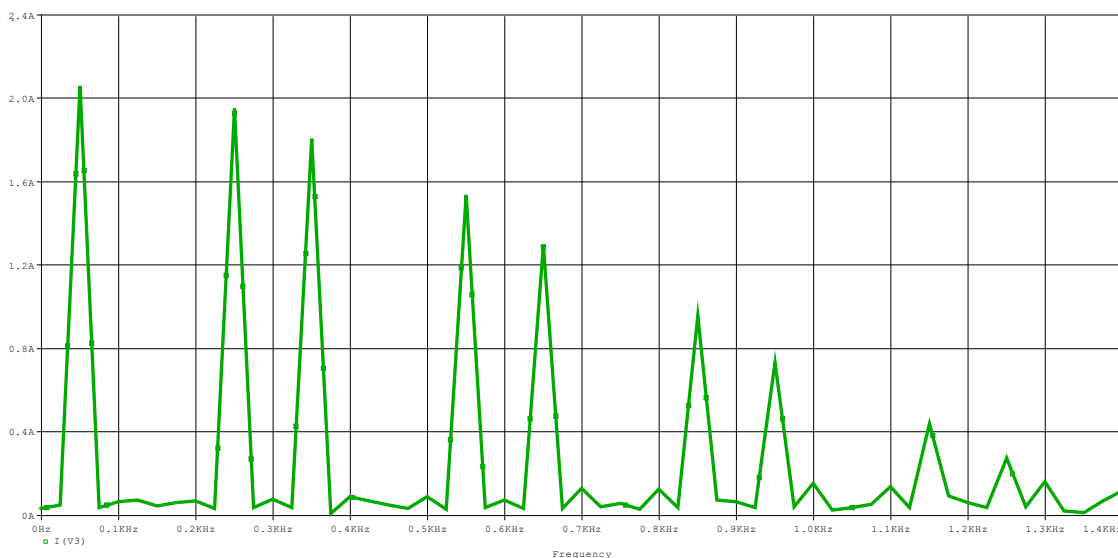
kondenzátoru  $C1$ . Zobrazením spektra napětí bylo zjištěno, že se projevuje pouze první harmonická složka napětí. Tedy bylo potvrzeno tvrzení o zanedbání zkreslení napětí. Průběh proudu jedné fáze ve frekvenčním spektru (obr. č. 6) ukazuje, jak se projevují jednotlivé harmonické složky. Především pak 5. (250Hz) a 7. (350Hz) harmonická. Pro tuto konfiguraci je výsledek proudového  $THD \cong 80\%$ , při  $k = 7$ .



**Obr. 4:** Schéma trojfázového usměrňovače pro simulaci zkreslení odebraného proudu ze sítě v programu OrCad.



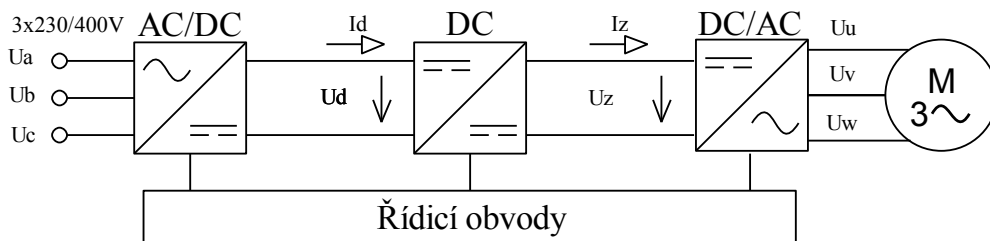
**Obr. 5:** Průběhy napětí a proudů na zdroji (V1, V2, V3)



Obr. 6: Spektrum proudu jedné fáze odebíraného ze sítě.

### 3. Úvod teorie nepřímého frekvenčního měniče.

Struktura moderních motorových pohonů může být tvořena několika různými obvodovými řešeními. Cílem této kapitoly však není všechny tyto konfigurace popisovat, proto kapitola bude omezena pouze na problematiku nepřímých frekvenčních měničů s napět'ovým meziobvodem napájených z třífázové rozvodné sítě 230/400V 50Hz. Jako zátěž bude zpravidla připojen třífázový střídavý (asynchronní) motor (viz obr. 7).



Obr. 7: Blokové schéma moderního pohonu.

#### 3.1. Nepřímý frekvenční měnič s napět'ovým meziobvodem.

Konfigurace motorových pohonů používaných v minulosti již dnes nefungují dostatečně efektivně z pohledu využití elektrické energie, vlivu na napájecí síť a ztrát. Moderní motorové pohony jsou rozšířeny o mnoho funkcí, mohou výrazně zvýšit účinnost samotného motoru a často celý systém zefektivnit. Bez korekce účinnosti jsou však velmi nelineární.

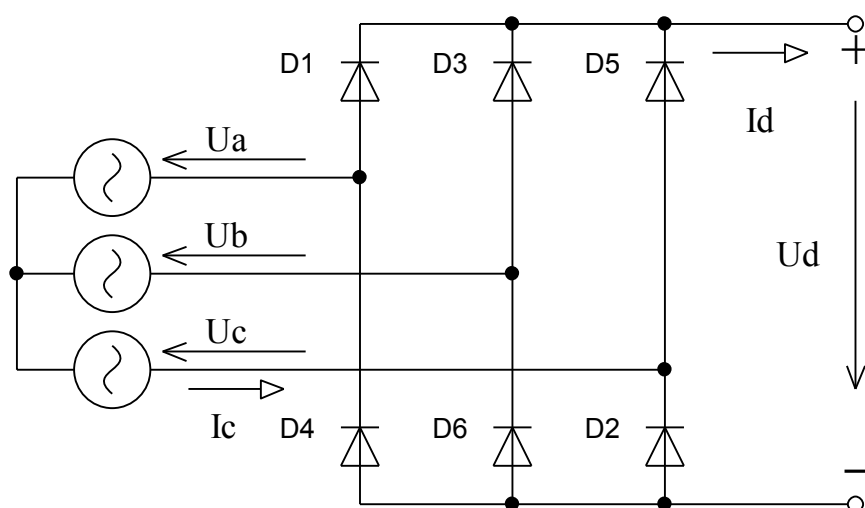
Elektrické úspory je dosaženo několika způsoby. Prvním z nich je v konstrukci motoru samotného, použití lepších materiálů a konstrukčních vylepšení. Dalším způsobem je optimalizace



mechanického úhlu mezi jednotlivými točivými magnetickými poli uvnitř motoru. To se provádí pomocí novějších řídicích algoritmů frekvenčních měničů. Elektronika takového motorového pohonu může být provedena různými variacemi obvodových zapojení, např. jako jsou různé druhy usměrňovačů (řízený, pulzní) nebo napěťových meziobvodů (aktivní, pasivní). V našem případě se bude skládat z těchto hlavních částí (usměrňovač, napěťový meziobvod, střídač).[1], [3], [2]

### 3.1.1. Usměrňovač.

Je zdrojem stejnosměrného proudu a napětí pro stejnosměrný meziobvod. Obecně tedy usměrňovač převádí vstupní střídavé napájecí napětí na stejnosměrné. Stejnosměrné napětí je k dispozici v napěťovém meziobvodu frekvenčního měniče. Úkolem tohoto kondenzátoru je udržet jeho stejnosměrné napětí konstantní mezi vrcholy půlvln usměrněného sinusového napětí (obr. č. 9). Bez ohledu na velikost kapacity kondenzátoru a zatížení zdroje mírné změny stejnosměrného napětí vždy vznikají. V případě požadavku rekuperace energie musí být použit reverzační pulzní usměrňovač.



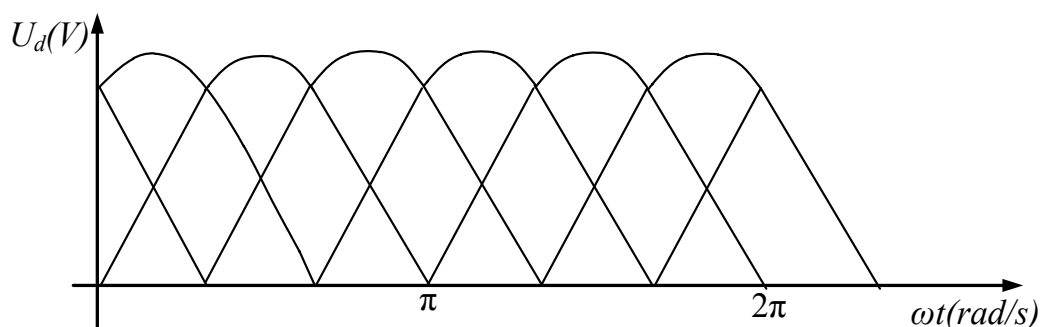
Obr. 8: Trojfázový diodový usměrňovač.

Pro vysvětlení funkce usměrňovače použijeme nejčastější zapojení trojfázové můstkové (6 pulzní, obr. č. 8). Běžné usměrňovače patří do kategorie měničů s vnější komutací. Jsou nejstarším druhem používaných měničů. Zdroj střídavého napájecího napětí pro usměrňovač je nejčastěji střídavá rozvodná síť. Usměrňovač se k ní připojuje přes reaktory nebo přes měničový transformátor. Okamžitá hodnota usměrněného napětí  $u_d$  obsahuje střídavou složku superponovanou na jeho střední hodnotu  $U_d$ . Tato skutečnost je dána podstatou usměrňování. Usměrňovač vybírá ze vstupního střídavého napětí pouze tu část křivky, která se nachází v kladné polovině (platí pro obr. č. 8). Zapojení usměrňovače můžeme rozdělit do dvou komutačních skupin, anodové a katodové. Proud v těchto skupinách komutuje z jedné polovodičové součástky na druhou bez toho, aby se tyto skupiny navzájem ovlivňovaly. Anodová skupina je tvořena součástkami, které jsou k střídavým zdrojům připojeny anodou, katodová skupina součástkami,

kteřé jsou k zdrojům připojeny katodou. Činnost tohoto usměrňovače si můžeme rozdělit do šesti taktů. V každém taktu jsou sepnuty vždy dvě diody, jedna z anodové a jedna z katodové skupiny. Jímí se uzavírá proud  $I_d$ . Tyto dvě diody nám k zátěži propojují sdružené napětí. Výpočet střední hodnoty usměrněného napětí na odporové zátěži pro spojitý proud je dán vztahem (11):

$$U_{d0(AV)} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s \cong 1,35 \cdot U_s \cong 2,34 \cdot U_f \quad (11)$$

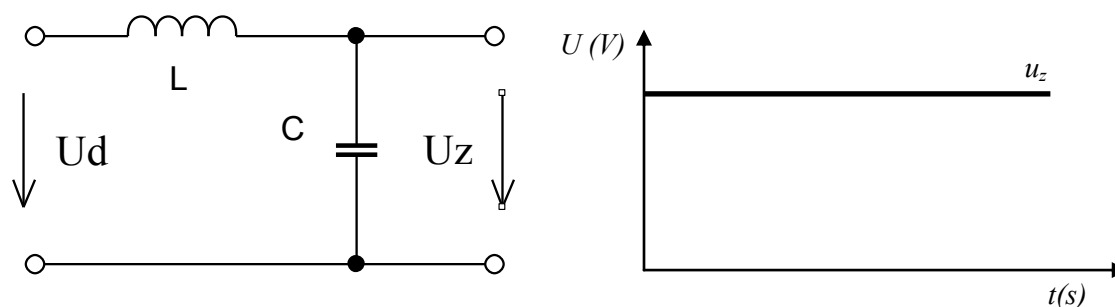
Kde  $U_s$  je napětí sdružené a  $U_f$  napětí fázové. [7]



Obr. 9: Průběh napětí  $U_d(t)$  na výstupu usměrňovače.

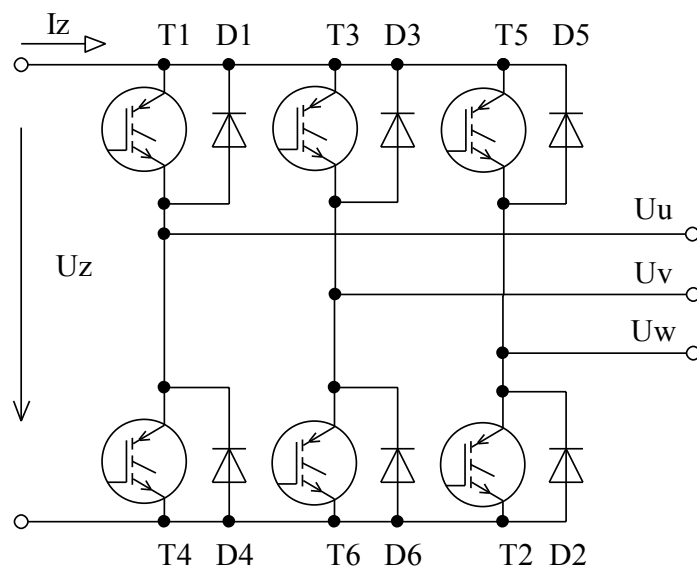
### 3.1.2. Stejnoseměrný napět'ový meziobvod.

Je v ideálním případě složen z velkokapacitního kondenzátoru připojeného paralelně ke vstupním svorkám střídače (výstupní svorky usměrňovače). Kondenzátor zajišťuje napět'ový charakter zdroje pro střídač a současně provádí filtraci výstupního stejnosměrného napětí usměrňovače. Je-li zapojena v napět'ovém meziobvodu i tlumivka  $L$ , odděluje výstupní usměrněné napětí usměrňovače  $U_d$  od vyhlazeného napětí na svorkách kondenzátoru  $U_z$ . Zachycuje střídavou složku usměrněného napětí a omezuje proudové nárazy při přechodných dějích. Jedná se v podstatě o filtr, který vyhlazuje pulsuující stejnosměrné napětí  $U_d$ , které dodává usměrňovač. [7], [10], [11]



Obr. 10: Napět'ový meziobvod a průběh napětí na výstupu  $U_z(t)$ .

### 3.1.3. Výstupní napěťový střídač.



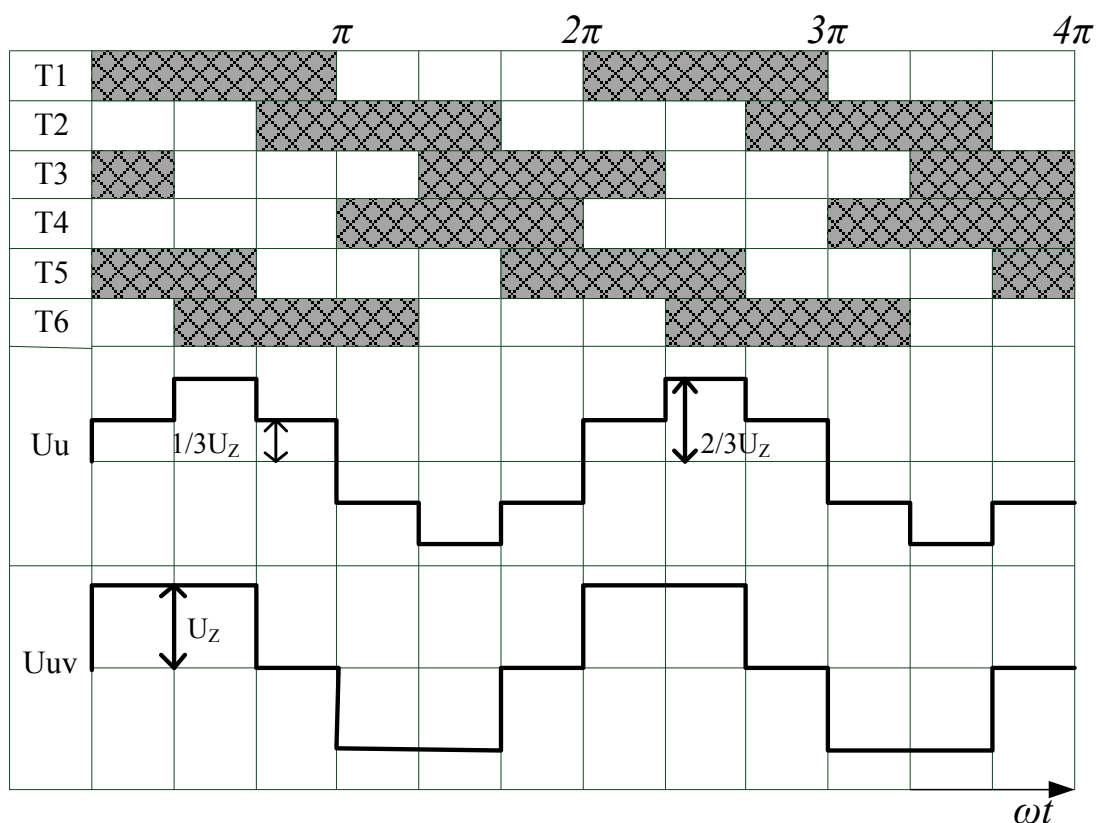
Obr. 11: Trojfázový napěťový střídač.

Je elektronický obvod, který mění stejnosměrný proud na střídavý. Střídač reguluje frekvenci výstupního napětí a proudu (viz obr. 12). Pro regulaci otáček asynchronních motorů se používají trojfázové můstkové střídače se šesti spínači (T1-T6) zapojenými do můstku a šesti antiparalelními diodami (D1-D6, viz obr. 11). Pokud má mít při libovolné frekvenci do 50 Hz motor stejný moment zvratu, musí se změnou frekvence měnit i výstupní napětí střídače a to tak, aby zůstal zachovaný konstantní poměr  $U/f$ . Tehdy je konstantní i magnetický tok statoru. Toho lze dosáhnout jedním z mnoha způsobů řízení spínačů:

*Pulzně šířková modulace (PWM)* - Tento způsob řízení spočívá v tom, že všechny spínače periodicky zapínají a vypínají během každé púlperiody. Změna výstupního napětí  $U_u$ ,  $U_v$ ,  $U_w$  měniče se provádí ve střídači pomocí pulzně šířkové modulace. Vhodnou volbou šířky pulzů, tedy dobou sepnutí spínače, je dosaženo optimálního přenosu energie do zátěže. To znamená, že doba sepnutí se mění tak, aby se hodnota proudu během periody měnila sinusově. Optimální regulaci se také dá měnit efektivní hodnota výstupního napětí  $U_u$ ,  $U_v$ ,  $U_w$ , a omezit počet vyšších harmonických, případně je úplně eliminovat. Šířkově pulsní modulace umožňuje realizovat téměř spojitou změnu frekvence a efektivní hodnoty první harmonické výstupní napětí. Modulační frekvence je použitím IGBT dosti vysoká a u měničů bývá nastavitelná plynule nebo v několika stupních, zpravidla v rozmezí 2 až 16 kHz. Díky poměrně vysoké modulační frekvenci je průběh proudu, který je filtrován indukčnostmi motoru, přibližně sinusový. V tomto případě se pro správnou funkci střídače udržuje napětí v meziobvodu  $U_z$  co nejstabilnější a toho lze dosáhnout buď s pomocí pulzního usměrňovače, nebo pulzního stejnosměrného měniče, který se zapojuje do napěťového meziobvodu.[1], [7], [10], [11]

Pracuje-li střídač (motor) v oblastech nad jmenovitou frekvencí, při které je hodnota statorového napětí rovna hodnotě jmenovité (nejvyšší dosažitelné) nastává tzv. odbuzování, kdy statorové napětí zůstává konstantní a mění se jen frekvence. Tento režim představuje relativní pokles napětí vůči statorové frekvenci a v důsledku toho klesá moment zvratu s rostoucí frekvencí s druhou mocninou. Skluz zvratu však zůstává konstantní, to znamená, že klesá tvrdost mechanických charakteristik.[3]

Průběhy fázových a sdružených napětí na výstupních svorkách střídače mohou být vyšetřeny dle obrázku č. 12, kde je každá spínací součástka (IGBT) sepnuta po dobu  $\pi(180^\circ)$ . Spínání jednotlivých součástek vrchní řady je navzájem fázově posunuto o  $2\pi/3(120^\circ)$ . Stejná situace nastává u součástek ve spodní řadě. Zároveň je zajištěno, aby součástky stejné větve ležící ve spodní řadě spínaly o  $\pi(180^\circ)$  později, než součástky horní řady. Větev je skupina spínačů a diod, která se nachází mezi fázovým vývodem měniče a kladným nebo záporným pólem stejnosměrného meziobvodu. Někdy je nazývána jako fáze měniče a nikdy nesmí být sepnuty oba spínače jedné fáze (větve) současně. V opačném případě by mohlo dojít ke zkratu stejnosměrného meziobvodu. [7], [10]



**Obr. 12:** Sled spínání spínačů pro trojfázový střídač napětí, průběh výstupního fázového  $U_u$  a sdruženého  $U_{uv}$  napětí.

## 4. Možné způsoby řešení stejnosměrných meziobvodů u F. M.

Kapitola pojednává o možných způsobech korekce účinníku (PFC). Následně budou popsány základní typy zapojení korektorů a jejich režimy činnosti.

### 4.1. Korekce účinníku (zkr. PFC z angl. power factor correction).

Spotřebiče v obvodu se střídavým proudem mají ve většině případů odporově induktivní charakter. Proto je nutno pro jejich činnost vytvořit elektromagnetické pole. Z tohoto důvodu odebírají ze sítě kromě činného proudu také složku jalovou. Kromě činného výkonu  $P$  je vytvářen ještě jalový výkon  $Q$ . Vysoký podíl složky  $Q$  pak může zbytečně přetěžovat elektrickou síť. Proto se snažíme eliminovat jeho tvorbu.

Jedná se o proces, který posouvá fázi vstupního proudu vzhledem k napětí. Upravuje se tedy účinník  $\cos \varphi$ , který je u zařízení bez kompenzace obvykle  $\cos \varphi = 0,75$ . S kompenzací účinníku můžeme dosáhnout až  $\cos \varphi = 0,95 - 0,98$ . Kompenzace může být provedena dvěma způsoby, a to aktivními nebo pasivními obvody (viz dále).

Průmysloví spotřebitelé elektřiny jsou povinni účinník sledovat a kompenzovat ho na hodnotu blízké  $\cos \varphi = 1$ . V opačném případě jsou pokutováni. [2]

#### 4.1.1. Pasivní korekce účinníku základní harmonické.

Fázový posuv proudu na lineární komplexní zátěži lze kompenzovat tak, že k této zátěži paralelně připojíme zátěž, která má opačný komplexní charakter. Je-li původní zátěž indukčního charakteru (např. motor) můžeme ji vykompenzovat kapacitou, která má stejně velkou reaktanci, ale s opačným znaménkem. Opačné reaktance prvků takto vzniklé zátěže se navzájem vyruší a takto složená zátěž se jeví vůči rozvodné síti jako ryze rezistivní. Tento způsob kompenzace se někdy nazývá pasivní korekce účinníku posunutí. V praxi se např. pro kompenzaci účinníku elektromotorů (indukční zátěž) používají soustavy paralelně připojených bloků kondenzátorů, které jsou automatikou připojovány stykači k síti tak, aby byl dosažen účinník základní harmonické co nejbližší jedné.

Nevýhody pasivních korektorů účinníku jsou:

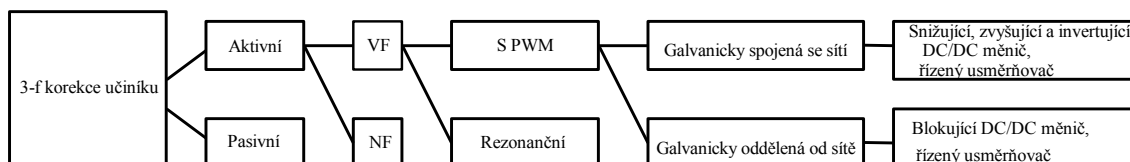
- každé provedení je určeno pro konkrétní aplikaci
- zvyšuje velikost proudu tekoucí obvodem a tím i ztráty
- filtry jsou těžké a neskladné

#### 4.1.2. Pasivní korekce účinníku zkreslení.

U nízko výkonových systémů (cca méně než 100 W), lze použít pasivní korekci účinníku zkreslení. V tomto případě může být energetická účinnost pasivní PFC poměrně vysoká, a to až 95%. Pasivní PFC je obvykle tvořená LC filtrem typu dolní propust a skládá se z cívky a kondenzátoru. Tento filtr je zapojen mezi střídavé síťové napájecí svorky a svorky vstupu usměrňovače. Funkce filtračního obvodu (dolní propust) způsobuje, že vyšší harmonické kmitočty sítě jsou omezeny a průběhy napětí a proudů jsou částečně vyhlazeny. Pasivní korekce účinníku je obvykle nedostačující pro aplikace pohonů motorů díky jeho hodnotě mezního výkonu. Jedná se však o nejpoužívanější typ kompenzace účinníku zkreslení a je levnější. [2]

#### 4.1.3. Aktivní korekce účinníku základní harmonické.

Dražší typ je realizovaný spínanými elektronickými silovými obvody. Ideální účinník, který je roven jedné (tedy cosinu úhlu 0, což je nulový fázový posun mezi napětím a proudem), představuje odporovou zátěž, která neodebírá žádnou složku kapacitního nebo induktivního proudu (například na vytvoření elektromagnetického nebo elektrostatického pole). Tedy obvod neodebírá žádný jalový proud. Funkce takového obvodu spočívá ve spínání výkonového prvku, který moduluje vstupní síťový proud tak, aby měl téměř ideálně sinusový průběh. Výhodou aktivní korekce účinníku ve srovnání s pasivním jsou menší rozměry a dokonalejší tvarování proudu (účinník téměř jednotkový). Nevýhodou je nebezpečí vzniku dalšího vysokofrekvenčního rušení. Je tedy vhodné náležitě omezit toto rušení. Aktivní korekce účinníku se používá pro výkonové aplikace např. motorové pohony. Základní dělení aktivní korekce účinníku zobrazuje obrázek č. 13.



**Obr. 13:** Základní dělení obvodů pro trojfázovou korekci účinníku.

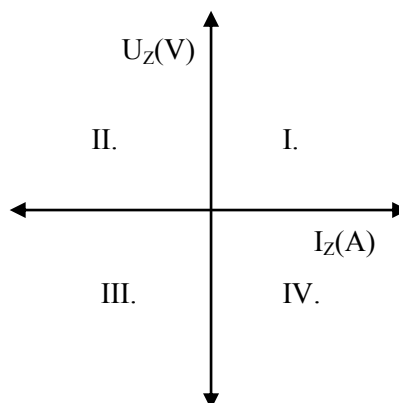
Pro aplikace motorových pohonů je především zajímavá horní větev blokového schématu (obr. 13), protože při konkrétním návrhu použijeme spínací frekvenci v řádu desítek kHz, s pulzní šířkovou modulací a s galvanickým spojením se sítí. Topologie aktivních korektorů účinníků vychází z topologie spínaných stejnosměrných měničů napětí. Jednotlivé typy těchto měničů (snižující, zvyšující a invertující) a stručný popis funkce bude uveden v následujících kapitolách.[2]

## 4.2. DC/DC měniče bez transformátoru.

Stejnosemnné měniče slouží k regulaci elektrické energie a mění vstupní stejnosmnné napětí  $U_d$  na jiné výstupní napětí  $U_z$ . V našem případě se jedná o měniče napětového typu, což jsou měniče napájené konstantním vstupním napětím z napětového zdroje a bez transformátoru. Neumožňují tedy galvanické oddělení výstupu od vstupu. Každý měnič je sestaven z vlastního výkonového obvodu a řídicí elektroniky. Tato elektronika ovlivňuje spínací kmitočet  $f_s$  a střídu  $D$  tak, aby bylo výstupní napětí  $U_z$  (proud  $I_z$ ) regulováno na požadovanou hodnotu. Pokud ovlivňuje kmitočet, pak pracuje s proměnnou pracovní frekvencí  $f_s$ . Pokud ovlivňuje střídu  $D$ , pak pracuje s konstantní spínací frekvencí  $f_s$ . Moderní regulátory mohou měnit obě veličiny paralelně. Převrácenou hodnotou spínací frekvence můžeme určit periodu spínání  $T_s$ . Následně lze určit dobu sepnutí  $t_1$  a dobu rozepnutí  $t_2$  spínače.[1]

$$T_s = \frac{1}{f_s} = t_1 + t_2, D = \frac{t_1}{T_s} \quad (12)$$

Měniče stejnosmnného typu bez transformátoru se využívají ve spojení se zátěží, která má především induktivní charakter. Příkladem může být střídavý nebo stejnosmnný motor případně výstupní LC filtr (dolní propust). Tyto měniče pracují s pulzně šířkovou modulací (PWM) o kmitočtech v řádu desítek kilohertz pro napájení elektrických pohonů. V případě stabilizátoru stejnosmnného napětí menších výkonů je oblast řídicích kmitočtu posunuta do řádu stovek kilohertz. Princip stejnosmnného měniče umožňuje přenášet energii oběma směry. V případě, že je na pulzní měnič připojen jako zátěž motor, pak tento motor může pracovat jako aktivní zátěž ve čtyřech různých režimech. Podle polarity výstupního napětí  $U_z$  a výstupního proudu  $I_z$  tyto režimy odpovídají čtyřem kvadrantům tzv. VA-roviny (obr. č. 14). V kvadrantech I. a III. je energie do zátěže dodávána (motor je poháněn). Pasivní zátěž může pracovat jen v těchto kvadrantech. V případě kvadrantů II. a IV. je energie dodávána zpět do měniče respektive motor funguje jako generátor.[1]

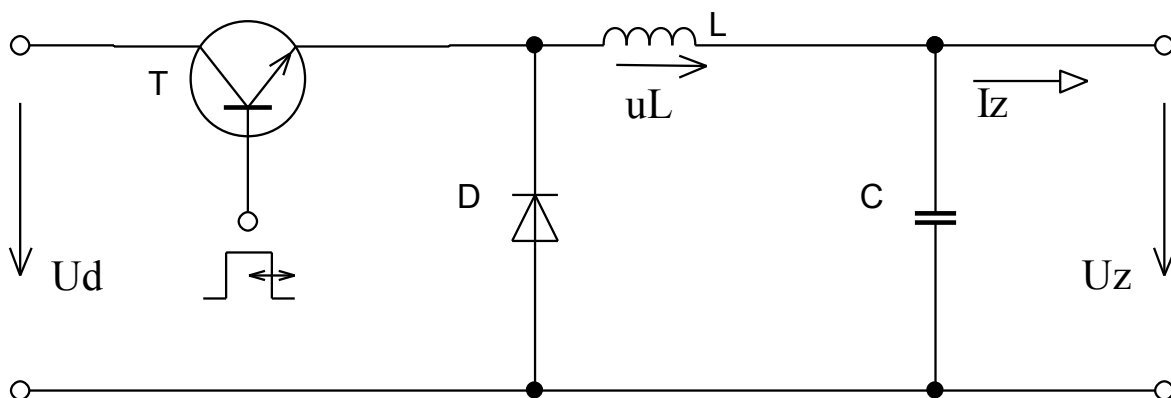


Obr. 14: Označení čtyř pracovních kvadrantů ve VA-rovině.

Následující popis činnosti bude omezen na oblast použití obvodu v režimu spjitých proudů. Režim spjitých proudů je děj, při kterém proud cívku  $L$  nikdy neklesne v časovém intervalu  $t_2$  na nulu a ani takto nesetrvává. Průběhy proudů jsou aproximovány pomocí šikmých přímk, takže bereme v úvahu předpoklad nulového odporu ve smyčce cívky  $L$  pokud není řečeno jinak. [1]

#### 4.2.1. Snižující DC/DC měnič (STEP-DOWN).

Princip tohoto měniče bude vysvětlen pomocí schématu na obr. č. 15. Jedná se o měnič, který má tranzistor zapojen jako tzv. horní spínač. Další jeho používané názvy mohou být: propustný měnič, chopper, buck. Pracuje v 1. kvadrantu.



Obr. 15: Principiální schéma snižujícího DC/DC měniče.

#### Popis činnosti:

Měnič dodává energii na výstup v časových intervalech  $t_1$  i  $t_2$ . V časovém intervalu  $t_1$  je tranzistor  $T$  sepnut. Proud nyní teče přes tranzistor  $T$ , cívku  $L$  a kapacitu  $C$ . Vlivem toho se kapacita  $C$  nabíjí a napětí na ní roste. Dioda  $D$  je pólována v závěrném směru a proud  $I_Z$  je dodáván ze zdroje  $U_d$ . Proud cívku  $L$  roste přibližně lineárně s časovou konstantou  $L/R$  (pro popis  $R$  neuvažujeme, viz výše). Tento děj popisuje rovnice:



$$\Delta I_{L1} = \frac{U_d - U_Z}{L} \cdot t_1 \quad (13)$$

Ve stavu, kdy je tranzistor  $T$  vypnutý. V ustáleném stavu teče cívku  $L$  nulový proud respektive cívka se jej snaží udržet a uzavírá se přes kondenzátor  $C$  a nulovou diodu  $D$ . Napětí  $u_L$  je teď nulové. Cívka  $L$  je zdrojem proudu v obvodu. Proud  $i_Z$  tedy přibližně lineárně klesá se zmíněnou časovou konstantou  $L/R$ . Tento děj popisuje rovnice:

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_Z}{L} \cdot t_2 \quad (14)$$

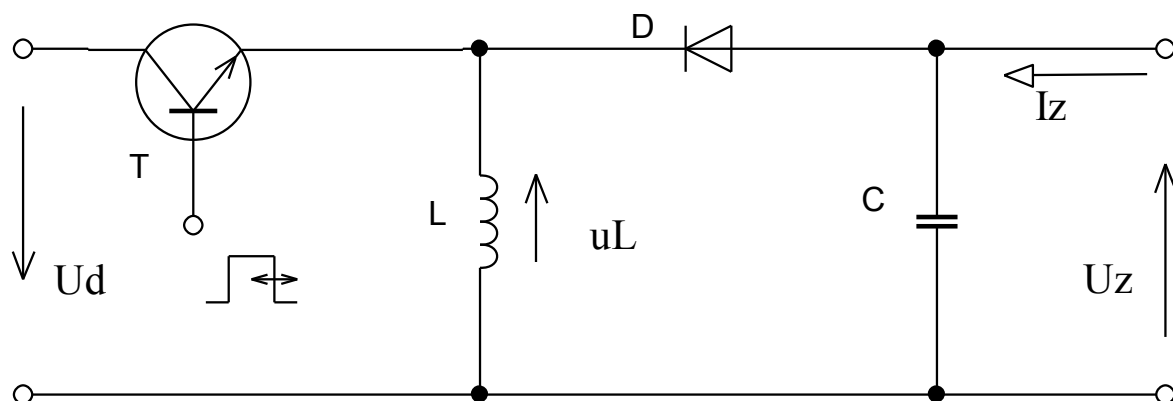
kde  $\Delta I_{L1}$  je přírůstek proudu za interval  $t_1$  a  $\Delta I_{L2}$  je celkový pokles proudu za interval  $t_2$ . Z toho výstupní napětí pak určíme podle vztahu:

$$(U_d - U_Z) \cdot t_1 = U_Z \cdot t_2 \Rightarrow U_Z = U_d \cdot \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (15)$$

Ze vztahu je zřejmé, že výstupní napětí může být maximálně tak velké jako vstupní napětí. Jestliže existuje požadavek na menší výstupní napětí  $U_Z$ , musí se zkrátit interval  $t_1$ , respektive prodloužit interval  $t_2$ . [1]

#### 4.2.2. Invertující DC/DC měnič (BUCK).

Princip tohoto měniče bude vysvětlen pomocí schématu na obr. č. 16. Jedná se o měnič, který má taktéž tranzistor zapojen jako tzv. horní spínač. Další jeho používané názvy mohou být: buck-boost, blokující měnič. Pracuje ve 3. kvadrantu.



Obr. 16: Principiální schéma invertujícího DC/DC měniče.

#### Popis činnosti:

Měnič dodává energii na výstup v časovém intervalu  $t_1$ . V tomto intervalu  $t_1$  je tranzistor  $T$  sepnut a začíná protékat proud ze zdroje napětí  $U_d$  přes tranzistor  $T$  a cívku  $L$ . Nyní se kondenzátor

$C$  nenabíjí, protože dioda  $D$  je polarizována v závěrném směru. Proud cívku  $L$  přibližně lineárně narůstá do hodnoty, která je dána vztahem:

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_d}{L} \cdot t_1 \quad (16)$$

V časovém intervalu  $t_2$  je tranzistor  $T$  vypnutý. Přesto cívku  $L$  teče určitý proud. Uzavírá se přes diodu  $D$  a nabíjí kondenzátor napětím opačné polarity. Stejně napětí je i na cívce  $L$  (opačné než má procházející proud). Proud přibližně lineárně klesá s časovou konstantou  $L/R$  a jeho velikost je dána vztahem:

$$\Delta I_{L2} = -\frac{U_z}{L} \cdot t_2 \quad (17)$$

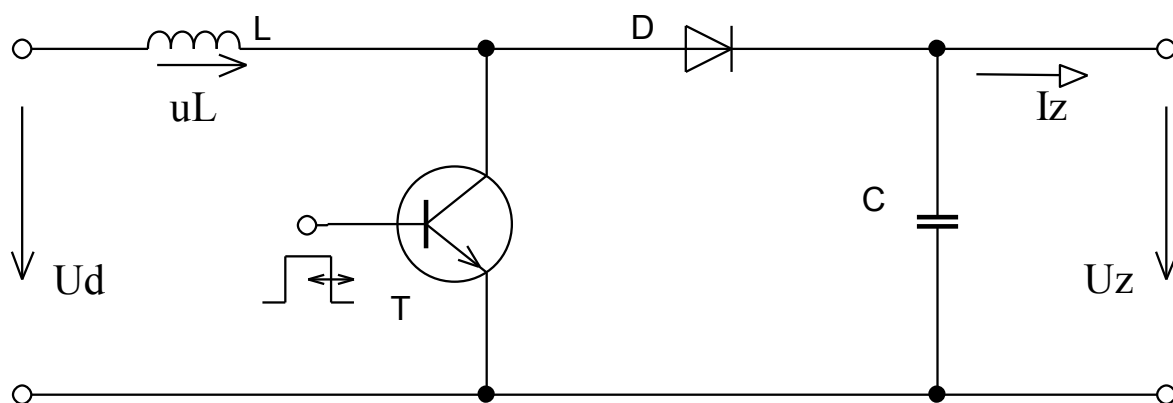
Úpravou předešlých rovnic získáme vztah pro výstupní napětí:

$$U_z = -\frac{t_1}{t_2} \cdot U_d \quad (18)$$

Ze vztahu je zřejmé, že výstupní napětí bude mít vždy opačnou polaritu než vstupní. Zároveň výstupní napětí může být menší i větší (v absolutní hodnotě) oproti vstupnímu napětí. Ve většině případů se používá varianta, kdy je výstupní napětí menší než vstupní. Velikost akumulované energie v cívce můžeme zvětšit prodloužením doby  $t_1$ , ale zároveň se tím prodlužuje doba vybíjení kondenzátoru  $C$  do zátěže.[1]

#### 4.2.3. Zvyšující DC/DC měnič (STEP-UP).

Princip tohoto měniče bude vysvětlen pomocí schématu na obr. č. 17. Jedná se o měnič, který má tranzistor zapojen jako tzv. dolní spínač. Další jeho používané názvy mohou být: step-up, boost converter. Pracuje v 1. kvadrantu.



Obr. 17: Principiální schéma zvyšujícího DC/DC měniče.

### Popis činnosti:

Je-li tranzistor  $T$  sepnutý (tj. v čase  $t_1$ ) na cívce je kladné konstantní napětí a proud tekoucí cívkou  $L$  přibližně lineárně narůstá. Uzavírá se přitom ze zdroje  $U_d$  přes  $L$  a tranzistor  $T$ . Dioda  $D$  je polarizována v závěrném směru a neteče přes ni proud. Díky tomuto stavu se může výstupní kondenzátor  $C$  vybijet do zátěže a děje mohou probíhat ve stejném časovém intervalu.

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_d}{L} \cdot t_1 \quad (19)$$

V následujícím časovém intervalu  $t_2$  je tranzistor  $T$  vypnutý a cívkou  $L$  teče určitý proud ze zdroje  $U_d$ . Přes diodu  $D$  je nabíjen kondenzátor  $C$ . Dioda  $D$  je tedy pólována propustně. Na cívce  $L$  je ale napětí  $u_L = U_d - U_Z$  což znamená, že je záporné ( $U_Z \geq U_d$ ). Proto proud cívkou  $L$  přibližně lineárně klesá s časovou konstantou  $L/R$ , dle vztahu:

$$\Delta I_{L2} = -\frac{U_d - U_Z}{L} \cdot t_2 \quad (20)$$

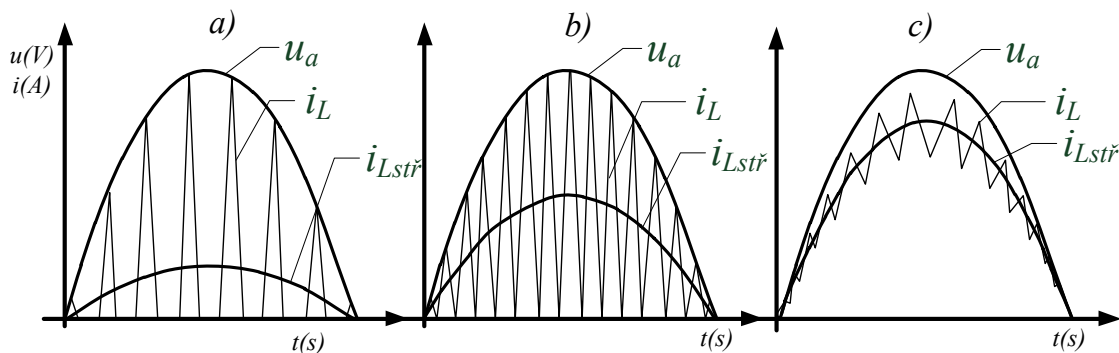
Úpravou předešlých rovnic můžeme získat vztah pro výpočet výstupního napětí:

$$U_Z = U_d \cdot \frac{t_1 + t_2}{t_2} = U_d \cdot \frac{T_s}{t_2} = \frac{U_d}{1 - D} \quad (21)$$

Výstupní napětí  $U_Z$  musí být vždy větší než  $U_d$ , jinak by výstupní proud během spínání tranzistoru narůstal nade všechny meze. [1]

### 4.3. Režimy činnosti stejnosměrných měničů.

Režimy stejnosměrných měničů můžeme rozdělit na spojitý (obr. 18 c) a nespojitý (obr. 18 a) průběh proudu. Případně může dojít i k režimu na mezi spojitosti (obr. 18 b). Pracovní režim, ve kterém bude měnič pracovat, určuje především spínací frekvence  $f_s$  obvodu a hodnota indukčnosti cívky. Z hlediska řízení PFC je výhodnější použít pevnou pracovní frekvenci a měnit střídu spínání.



Obr. 18: Průběhy napětí (jedné fáze za usm.) a proudů (cívkou) pro různé režimy spojitosti.

- *Režim spojitého proudu (CCM)* - znamená, že proud tekoucí cívkou v čase neklesne na nulovou hodnotu a nesetrvává v ní. Cívkou pořád protéká proud a vlivem spínání pouze kolísá v určitých mezích, které jsou dány střídou. Jedná se tedy o režim se stabilní frekvencí řídicího obvodu. Spínací prvek spíná a také vypíná v čase, kdy je na něm napětí, což je nevýhodné, protože na spínači vznikají spínací ztráty. Navíc takto vzniká rušení. Hodnota indukčnosti je v tomto případě o něco větší, protože na výstup se dostane pouze část energie akumulované v cívce během každého spínacího cyklu. Z obrázku č. 18. je zřejmý rozdíl mezi spojitým a nespojitým proudem, kdy u spojitého průběhu proudu je střední hodnota proudu mnohem vyšší. Tedy pro stejnou střední hodnotu proudu  $i_{Lstř}$  jako u nespojitého průběhu proudu, postačuje mnohem menší okamžitá hodnota proudu cívkou  $i_L$ .
- *Režim nespojitého proudu (DCM)* – znamená, že proud cívkou v čase může klesnout na nulovou hodnotu. Spínací prvek je sepnut, jen pokud se veškerá energie z cívky odevzdá do zátěže. Jedná se tedy o režim s proměnou frekvencí řídicího obvodu. Cívka tedy má mnohem menší indukčnost a může být rozměrově menší. V okamžiku sepnutí je na spínacím prvku nulové napětí, což je výhoda. Vzhledem k tomu, že každý cyklus měniče začíná od nulové hodnoty proudu cívkou, má obvod lepší dynamické vlastnosti. Zároveň však také vznikají přibližně dvojnásobně větší špičky proudu, což má za následek vyšší rušení a také ztráty.

Pro střední až vyšší výkonové aplikace (motorové pohony), kde jsou kladeny vysoké požadavky na vstupní filtr, je vhodnější použít režim spojitého proudu. Díky nižší špičkové hodnotě proudu (což snižuje ztráty) a nižší zvlnění proudu (což snižuje požadavky na vstupní filtry a ztráty na cívce). Z těchto důvodů je tento způsob používán pro aplikace, kde mají obvody pro korekci účinníku výkon větší než 100 W. [8], [9]

#### **4.4. Další možnosti obvodových řešení pro korekci účinníku u F. M.**

##### **4.4.1. Pulzní (aktivní) usměrňovač.**

Je obvod, který patří do napěťového meziobvodu jen částečně. Avšak jeho použití u výkonových zapojení je v dnešní době tak četné, že by měl v této kapitole zastávat svoji část. Zejména díky aktivní redukci vlivů na napájecí síť a také aktivní stabilizaci (řízení) napětí v meziobvodu.

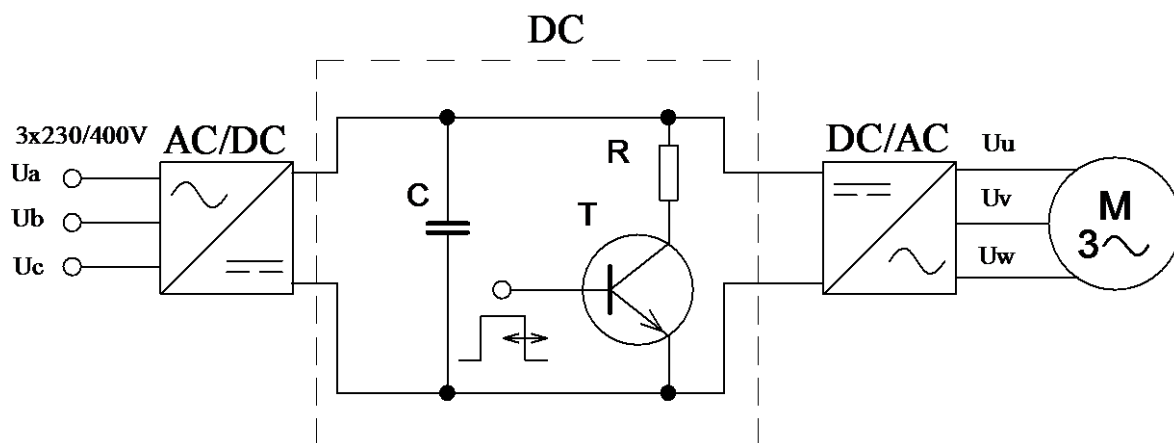
##### **Redukce vlivů působících na napájecí síť:**

Jednoduchý můstkový třífázový usměrňovač se skládá ze šesti usměrňovacích diod. Pomocí diod je, pro tuto konfiguraci, však obtížné dosáhnout dobrého účinníku. Jedno z dalších obvodových řešení, které se používá pro korekci účinníku, je pulzní usměrňovač (obr. č. 20). Použití pulzního usměrňovače pro korekci účinníku je způsobem používaným zejména u trojfázových spotřebičů velkých výkonů. Vhodným spínáním jednotlivých prvků usměrňovače lze v součinnosti s vhodným pasivním filtrem na vstupu dosáhnout příznivého průběhu vstupního proudu  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ . Jeden ze způsobů zajištění odběru stejnosměrného napětí s dobrým účinníkem je tzv. sektorové řízení usměrňovače. Princip je dán vlastní komutací součástky, která je vypínána tak, aby výsledný účinník první harmonické byl roven jedné. [2]

Výhodou tohoto měniče (usměrňovače) je omezení jalového výkonu a velmi příznivý průběh proudu, jenž je odebírán ze sítě. Proud odebíraný ze sítě je totiž díky šířkově pulsní modulaci jen velmi málo zatížen harmonickými (THD pod 5%). Lze říci, že dlouho známé a v praxi složité potlačované zpětné vlivy fázově řízených tyristorových usměrňovačů, jsou takto redukovány. [5]

##### **Rekuperace energie:**

Funkce dynamického brzdění motoru, respektive rekuperace energie, umožňuje přenášet proud generovaný motorem (při brzdění), zpět do napěťového meziobvodu. Je zřejmé, že kondenzátor, jenž je zapojený v napěťovém meziobvodu, nemůže energii ukládat donekonečna. Tudíž musí být přebytečná energie nějakým způsobem ošetřena. Jeden ze způsobů je spotřebovat přebytečnou energii do odporové zátěže (obr. č. 19). Paralelně k filtračnímu kondenzátoru, ve stejnosměrném meziobvodu, je pulsním měničem připínán brzdňý rezistor tak, aby napětí v meziobvodu nepřekročilo nastavenou mezní hodnotu. Při generátorovém brzdění se činná energie motoru maří v tomto brzdňém rezistoru a jalová energie se vyměňuje mezi motorem a kondenzátorem stejnosměrného meziobvodu. V závislosti na tom, jak velký brzdňý moment je požadován, může být mařeno velmi značné množství energie. Tato energie je navždy ztracena a zároveň generuje velké množství tepla.



Obr. 19: Principiální schéma napěťového meziobvodu při maření energie do odporové zátěže R.

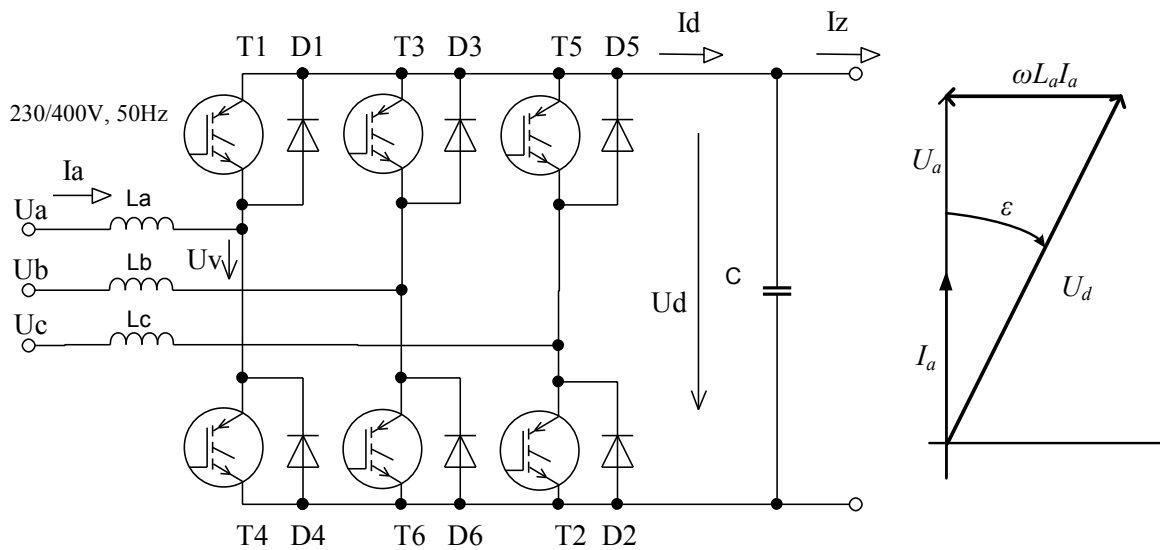
Sofistikovanější řešení je upravit usměrňovač tak, aby bylo možné vrátit energii zpět do elektrické sítě (obr. č. 20). Toto je umožněno právě za pomoci pulzního usměrňovače. Ten dokáže, jinak mařenou energii, vrátit do rozvodné sítě. Děje se tak obrácením fáze proudu oproti fázi vstupního napětí. Přesto, že proud má opačnou fázi, je ještě zajištěn dostatečně dobrý účinek tak, aby mohla být energie zužitkována. Pulzní usměrňovač spíná tento proud tak, aby měl průběh co nejpodobnější sinusové křivce.[4], [5]

#### Stabilizace napětí v meziobvodu F. M.:

Další a žádanou funkcí pulzního usměrňovače je stabilizace napětí v meziobvodu frekvenčního měniče. Na vstupní střídavé straně totiž zapojení částečně vychází z topologie zvyšujícího stejnosměrného měniče. Nachází se zde (v každé fázi) sériově zapojená tlumivka ( $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ), která je schopná částečně hradit energii v době, kdy se projevuje kolísání veličin v síti. Pulzní měnič tak může aktivně reagovat na tyto přechodné děje. Nevznikají tak problémy se stabilizací výstupního stejnosměrného napětí i při mimotolerančních hodnotách napájecího napětí, krátkodobých poklesech atd. Lze říct, že pulsní usměrňovač je současně výborným stabilizátorem. [10], [4]

#### Napěťový pulzní usměrňovač.

Má principiálně stejnosměrnou stranu spojenou s kondenzátorem, na kterém je udržováno konstantní napětí. Proto se využívají zejména ve spojení s napěťovým střídačem, kterým lze následně napájet asynchronní motor. Tento pulzní usměrňovač zajišťuje základní funkce jako: usměrnění, odběr s dobrým účínkem a odběr sinusového proudu. Současně umožňuje průchod výkonu (energie) oběma směry.[2]



**Obr. 20:** Principiální schéma napětového pulzního usměrňovače a fázorový diagram. [2]

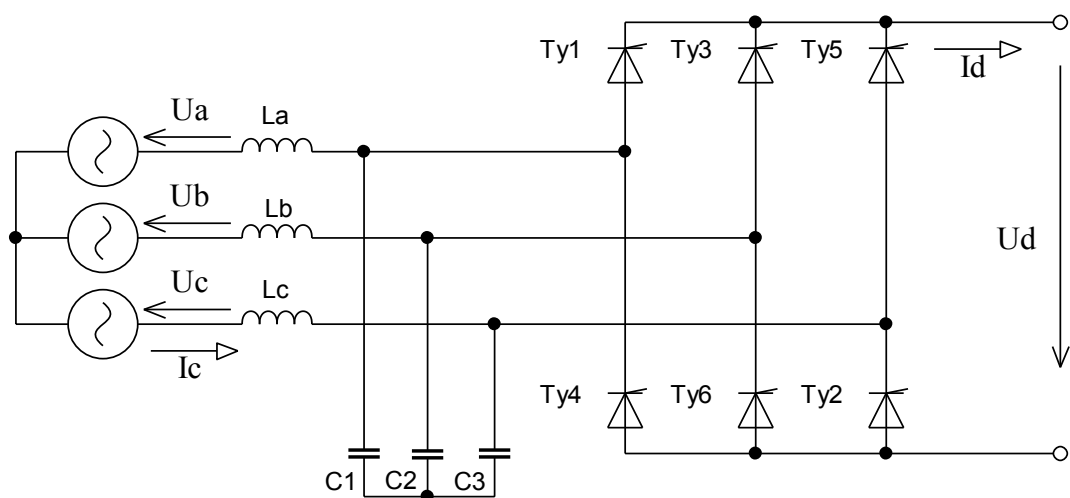
### Popis činnosti:

Spočívá ve vhodném spínání IGBT tranzistorů. Z fázového diagramu na obrázku č. 20. vyplývá, že je třeba zajistit, aby napájecí napětí můstku  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  bylo zpožděno za odebíraným proudem  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  o úhel  $\varepsilon$ . Na základě této skutečnosti může být maximální hodnota napětí v meziobvodu  $U_d$  větší než amplituda napájecího napětí. Pro zajištění jednovlnného proudu ve fázi se vstupním napětím na střídavé straně usměrňovače se používá buď dvouhodnotové řízení nebo pulzně šířková modulace (PWM). Konkrétně je řízení provedeno úhlem  $\varepsilon$  a poměrným sepnutím (modulační poměr  $M$ ). Pokud  $U_d = konst.$ , je možné  $\varepsilon$  vyjádřit: [2]

$$\frac{U_a}{\cos \varepsilon} = M \cdot U_d \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \varepsilon = \arccos \frac{\sqrt{2} U_a}{M \cdot U_d} \quad (23)$$

### Proudový pulzní usměrňovač.

Je vhodnější spojit s běžnou stejnosměrnou zátěží (např. se stejnosměrným motorem nebo s proudovým střídačem). Akumulační funkci zde tvoří kondenzátory  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ . Řiditelnými parametry pro řídicí napětí  $u_r$  jsou poměrná sepnutí  $z$  a úhel posunutí  $v$ . Usměrňovač je řízen úhlem  $v$  a modulačním poměrem  $m$ . Na rozdíl od napětových pulzních usměrňovačů zde není  $U_d = konst.$  Vztah pro  $v$  a  $M$  je popsán velmi složitě a je v něm zohledněno i zatížení usměrňovače. Schéma je na obrázku č. 21. [2]



**Obr. 21:** Principiální schéma trojfázového proudového pulzního usměrňovače. [2]

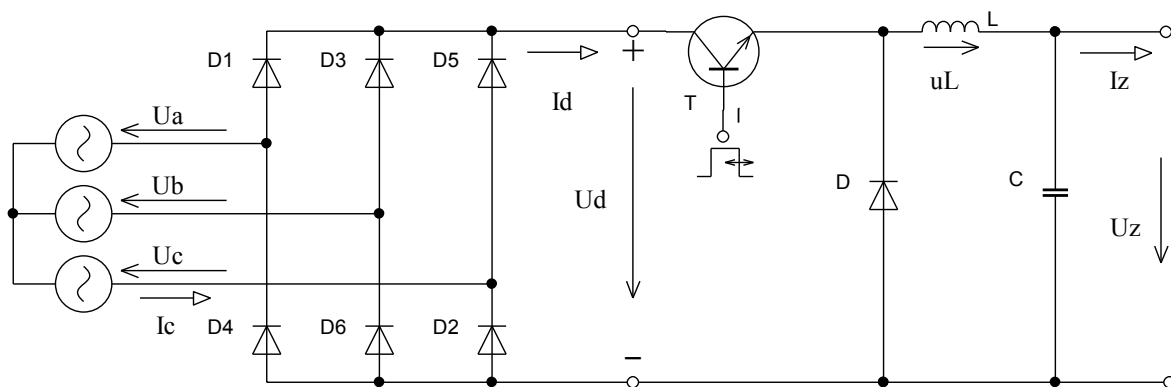
Na základě těchto vlastností a zároveň při porovnání s ostatními obvodovými řešeními je pulzní usměrňovač nejlepší volbou pro praktickou aplikaci při korekci účinníku, omezení jalového výkonu a stabilizaci napětí v meziobvodu. Jeho praktické použití bude uvedeno dále v kapitole č. 8.



## 5. Výhody a nevýhody jednotlivých obvodových řešení.

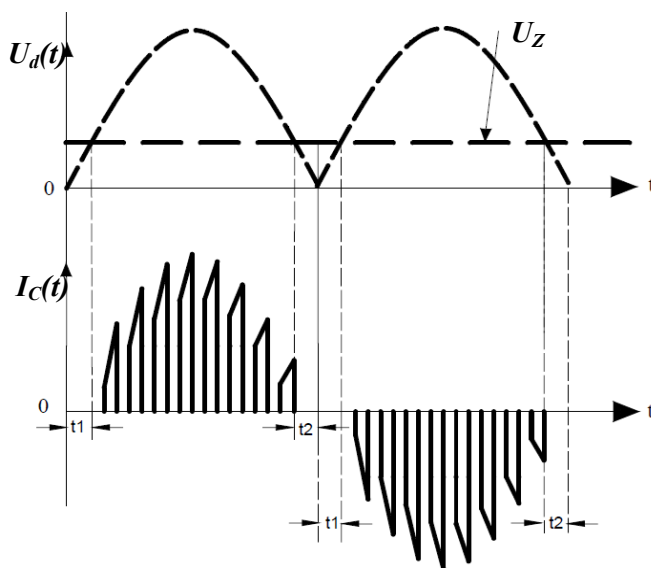
Na základě předcházející kapitoly č. 4 bude další text zaměřen na výhody a nevýhody uvedených zapojení. V praxi používaná zapojení budou popsána z pohledu korekce účinníku (vlivu na napájecí síť) a stability napětí v meziobvodu frekvenčního měniče (F. M.), což jsou také hlavní požadavky na tyto obvody. Obvod bude principiálně připojen k trojfázovému diodovému usměrňovači, který bude připojen na síť 230/400V, 50Hz.

### 5.1. Snižující DC/DC měnič jako napět'ový meziobvod F. M.



Obr. 22: Schéma obvodu snižujícího měniče zapojeného jako napět'ový meziobvod.

Namáhání polovodičových součástek u snižujícího měniče je rovno pouze vstupnímu napětí. V případě, že bude výstup měniče nezatížen, pak výstupní napětí bude nabývat hodnoty maximálně vstupního napětí. Nicméně, fungování tohoto měniče je podmíněno skutečností, že vstupní napětí musí být vždy větší než výstupní.

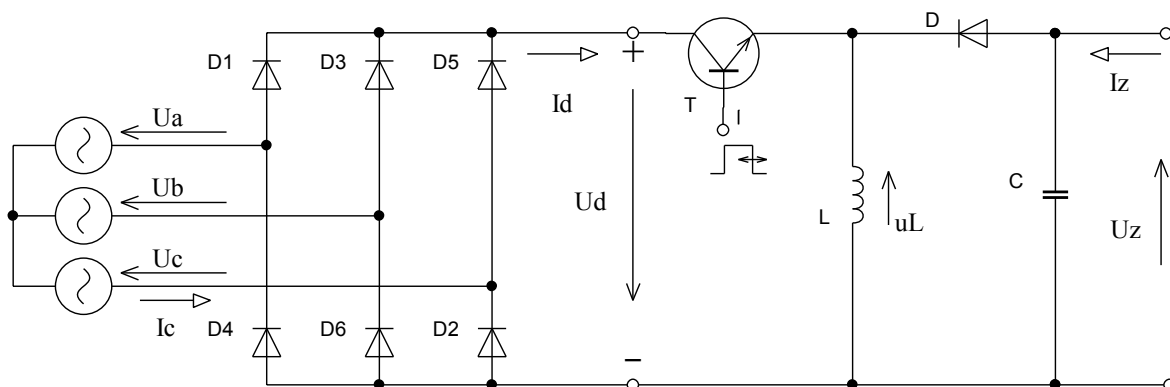


Obr. 23: Průběhy vstupního proudu  $I_c$  a napětí  $U_a$  (pouze jedna fáze), průběh výstupního napětí  $U_z$ . [9]

Z průběhu na obrázku č. 23. vidíme, že v časovém intervalu od  $t_1$  do  $t_2$  (v intervalu, kdy je vstupní napětí  $U_d$  menší než napětí výstupní  $U_z$ ) neteče ze střídavého zdroje žádný proud. Tímto je narušena obálka průběhu proudu ze zdroje v oblasti průchodu nulou (kde vstupní napětí prochází nulou). Tato skutečnost může mít za následek větší proudové špičky v této časové oblasti. Kromě toho, i v tomto případě, je vstupní proud spínáný a díky tomu může také obsahovat významné vysokofrekvenční složky, které zvyšují rušivé emise a tím požadavky na filtrování. [9], [8]

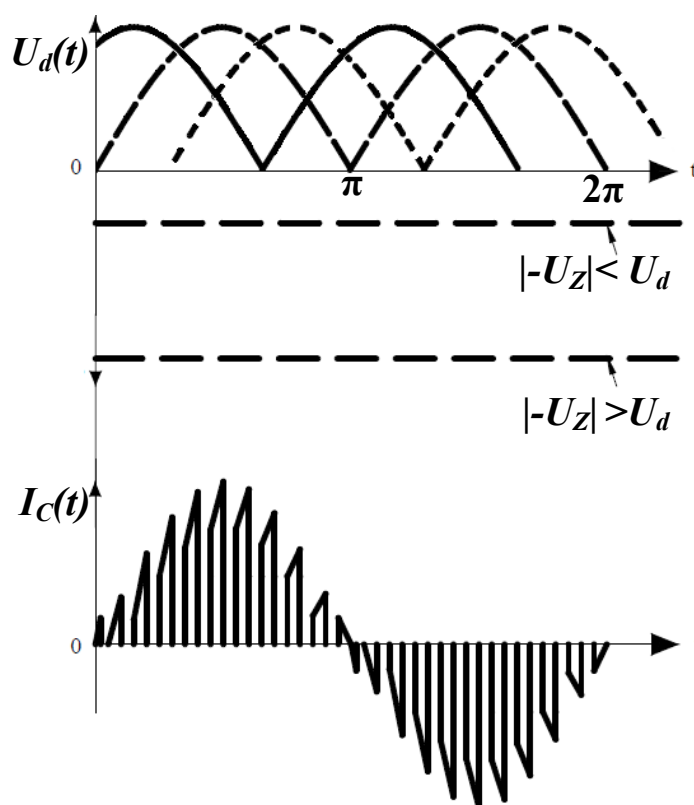
Použití obvodu jako napěťového meziobvodu F. M. není v tomto případě příliš vhodné a to z důvodu podmínky o velikosti vstupního napětí, které musí být vždy větší než výstupní. Díky tomu není zaručena stabilita výstupního napětí a zároveň se může zvětšit působení harmonických složek proudu.

## 5.2. Invertující DC/DC měnič jako napěťový meziobvod F. M.



**Obr. 24:** Schéma obvodu invertujícího měniče zapojeného jako napěťový meziobvod.

Napěťové namáhání polovodičů je v podstatě rovno součtu výstupního a vstupního napětí. Díky tomu, že výstupní napětí  $U_z$  má opačnou polaritu než vstupní  $U_d$ , může hodnota napěťového namáhání spínače dosahovat vysokých hodnot. Dále pak při úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí  $U_z$  do nekonečna. Výstupní napětí lze řídit tak, že může být menší nebo větší než vstupní napětí. V praxi se většinou používá pouze varianta, kdy je výstupní napětí menší než vstupní. Stabilita výstupního napětí je v případě invertujícího měniče velmi dobrá.

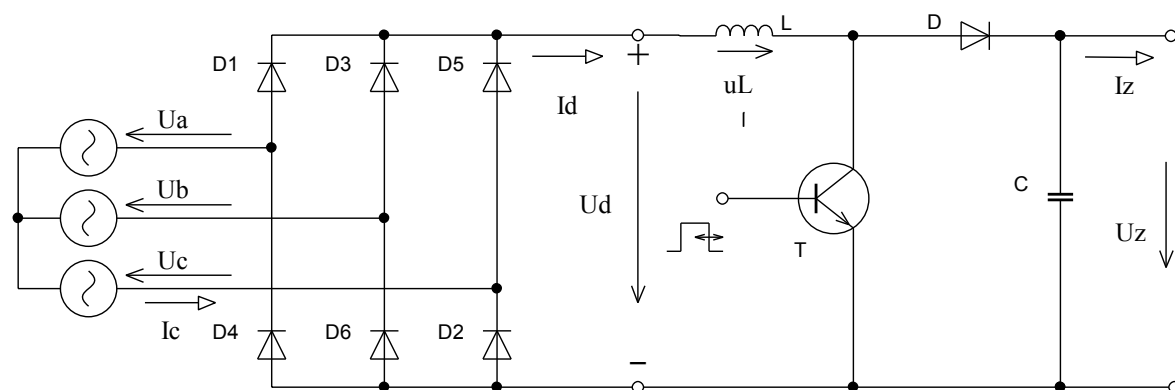


**Obr. 25:** Průběhy proudu jedné fáze  $I_C$  síťového zdroje a napětí  $U_d$  za usměrňovačem, průběh výstupního napětí  $U_z$ . [9]

Proud tekoucí cívkou je sice přibližně souvislý, avšak vstupní spínací proud měniče je přerušovaný. To znamená, že vstupní proud má významné vysokofrekvenční složky, které zvyšují rušení a tím i požadavky na vstupní filtr.

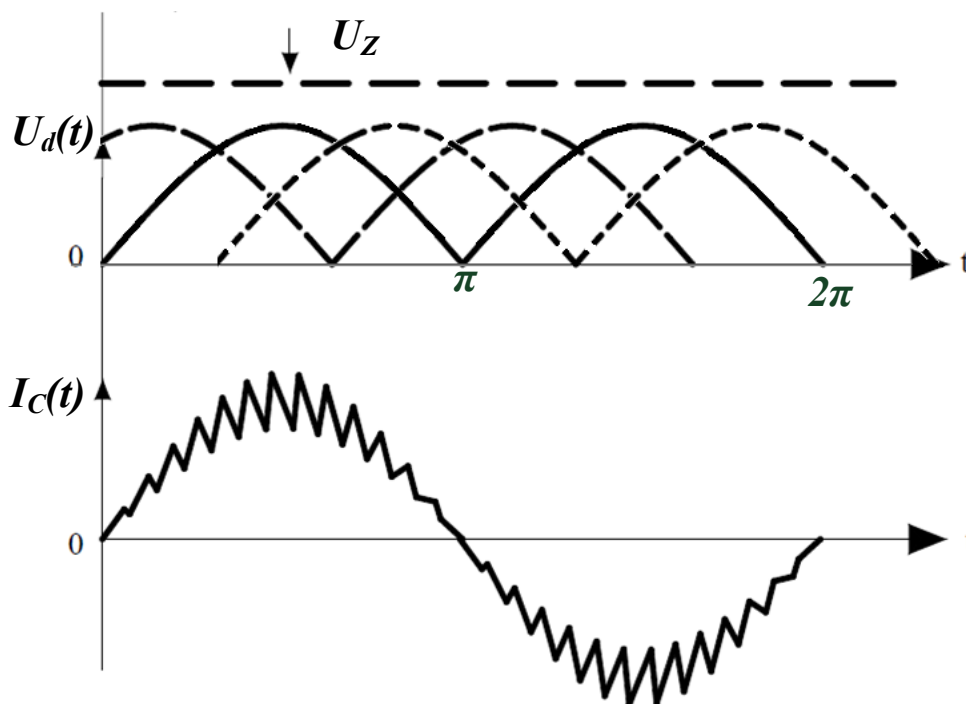
Obvod jako takový se pro napět'ový meziobvod F. M. v praxi příliš nepoužívá, především díky jeho polaritě výstupního napětí. [9], [8]

### 5.3. Zvyšující DC/DC měnič jako napět'ový meziobvod F. M.



**Obr. 26:** Schéma obvodu zvyšujícího měniče zapojeného jako napět'ový meziobvod.

Součástky zvyšujícího měniče jsou namáhány maximálně velikostí výstupního napětí. V případě, že bude výstup měniče nezatížen, poroste výstupní napětí donekonečna. Obvod má velkou stabilitu výstupního napětí, a to i v případě, že vstupní napětí se mění. Pokud bude výstupní napětí nastaveno nad maximální hodnotu, kterou může dosahovat vstupní napětí, může aktivně korigovat celý průběh vstupního napětí.



**Obr. 27:** Průběhy vstupního proudu  $I_d$  a napětí  $U_d$ , průběh výstupního napětí  $U_Z$ . [9]

Vstupní cívka je zapojena sériově ke vstupním svorkám. To znamená, že vstupní proud bude méně zvlněn a tím pádem je vysokofrekvenční rušení velmi malé. Z toho můžeme usuzovat snížené požadavky na filtrování a menší spínací ztráty na polovodičích. Při vypínání spínače je v přechodném ději dioda pólována v závěrném směru. Tímto je spínač jednak chráněn a zároveň jsou částečně omezeny přechodné děje při vypínání spínače. [9], [8]

Zvyšující měnič je nejčastější topologie používána pro obvody korekce účinníku. Může pracovat ve všech třech režimech vodivosti proudu (spojitého, nespojitého a na mezi spojitosti). Na základě těchto znalostí je nejvhodnější pro aplikaci ve frekvenčním měniči. Naprostá většina používaných korektorů účinníku je právě tohoto typu. [2], [4]

## 6. Návrh zvyšujícího stejnosměrného měniče.

Z předchozí kapitoly vyplynulo, že nejvhodnější typ stejnosměrného měniče, pro použití v napěťovém meziobvodu F. M., je zvyšující stejnosměrný měnič, pracující ve spojitém režimu proudu. Kapitola č. 7 bude tedy zaměřena na konkrétní návrh tohoto měniče, jehož úkolem bude udržovat konstantní výstupní napětí  $U_z=600V$ , společně s kondenzátorovou baterií ( $C=1000\mu F$  - hodnota je dána konstrukcí komerčního zařízení Siemens Sinamics S120). Vstup takto vytvořeného napěťového meziobvodu bude připojen na výstup trojfázového šesti pulzního usměrňovače napájeného z trojfázové distribuční sítě (230/400V, 50Hz). Výstup bude připojen na zmíněný komerční trojfázový modul střídače. Výstupní výkon navrhovaného obvodu by měl mít hodnotu  $P=6000W$ . V návrhu bude počítáno s účinností  $\eta=85\%$ . Přenášený spojitý proud by se měl pohybovat v rozmezí do  $I_z=10A$ . Návrh výkonových prvků se zásadně neliší od návrhu prvků klasického zvyšujícího měniče. Výpočty se provádí pro nejvyšší a nejnižší vstupní napájecí napětí a maximální výstupní výkon. [1]

### 6.1. Dimenzování indukčnosti cívky zvyšujícího měniče.

Vstupní parametry:

$U_d=480 - 590V$

$P_z=6000W$

$U_z=600V$

$I_z=10A$

$\eta=85\%$

$f_s=10kHz$

*vstupní napětí (výstupní z usměrňovače)*

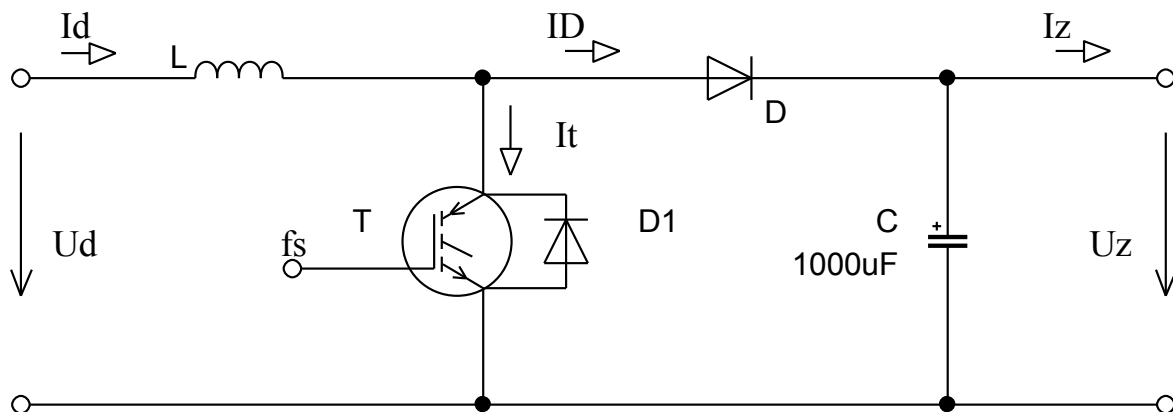
*výstupní výkon*

*výstupní napětí (vstupní střídače)*

*maximální výstupní proud*

*účinnost*

*spínací frekvence*



Obr. 28: Schéma zvyšujícího měniče s naznačenými veličinami.

Rozsah vstupního napětí  $U_d$  je dán především tolerancí napětí v síti, kterou udává dodavatel elektrické energie. Ta za normálních provozních podmínek musí být 230V/400 v povolené toleranci  $\pm 10\%$ , tudíž napětí se může pohybovat v rozmezí od 207 V do 253 V (od 360V do 440V). Po

usměrnění trojfázovým usměrňovačem lze určit hodnotu napětí dle vztahu (11) a výsledná hodnota je  $U_d=484-592V$ . Pro lepší dimenzování lze počítat s hodnotami  $U_d=480-590V$ . Nyní je nutné určit přibližnou hodnotu indukčnosti pomocí následujících dílčích výpočtů.

Efektivní proud cívkou  $I_d$ :

$$P_Z = U_d \cdot I_d \cdot \eta \Rightarrow I_{d(ef)} = \frac{P_Z}{U_d \cdot \eta} = \frac{6000}{480 \cdot 0,85} = 14,7 A \quad (24)$$

Hodnota napětí  $U_d$  je dosazena jako extrémní případ s ohledem na výkonové součástky. Následně určíme špičkovou hodnotu vstupního proudu  $I_{d\delta}$

$$I_{d\delta} = \sqrt{2} \cdot I_d = \sqrt{2} \cdot 14,7 = 20,7 A \quad (25)$$

Dle teorie je vhodné volit hodnotu zvlnění 20% z  $I_d$ . Pak velikost zvlnění vstupního proudu je:

$$\Delta I_d = 0,2 \cdot I_d = 0,2 \cdot 14,7 = 2,94 A \quad (26)$$

Nyní můžeme určit maximální střidu spínání, která je dána nejnižším vstupním napětím  $U_d$ :

$$D_{\max} = \frac{U_Z - U_{d\min}}{U_Z} = \frac{600 - 480}{600} = 0,2 \quad (27)$$

Délku periody lze určit pomocí převrácené hodnoty spínací frekvence:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{100000} = 100 \cdot 10^{-6} s \quad (28)$$

Indukčnost cívky:

$$L = \frac{U_d \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_d} = \frac{480 \cdot 0,2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{2,94} = 3,3 mH \quad (29)$$

Dle teorie (aby nebylo překročeno stanovené maximální zvlnění proudu) je lepší volit hodnotu indukčnosti vždy větší, proto bude dále počítáno a simulováno s  $L=4mH$ . Potřebná indukčnost cívky je dána velikostí střídavé složky způsobené spínáním tranzistoru. Čím menší je velikost střídavé složky, tím větší musí být indukčnost a tím menší je úroveň zvlnění proudu a rušení, jenž může ovlivnit napájecí síť. V závislosti na zmenšování zvlněním proudu se zmenšuje i rušení. [2], [1]

## 6.2. Dimenzování polovodičových součástek.

Vzhledem k tomu, že obvod bude spínán v oblasti desítek kilohertz a protékající proud bude přibližně 15A, je vhodné použít jako spínač rychlý tranzistor IGBT typ N. Dioda by měla být schopná reagovat na větší strmosti proudu. Proto je vhodné použít rychlou spínací diodu. Výpočty jsou provedeny pro největší možné zatížení prvků zapojeného v daném obvodu.

### 6.2.1. Tranzistor.

Hlavními faktory při výběru spínacího tranzistoru je střední proud a maximální napětí, které se na tranzistoru může objevit. Toto napětí je rovno  $U_z$  a je na spínači v době, kdy spínač nevede proud (je rozepnut). Pokud se tranzistor sepne, je na něm a na anodě diody téměř nulové napětí, přičemž na katodě je napětí rovno  $U_z$  (dioda závěrně). Minimální napětí, na které je proto vhodné dimenzovat tento polovodičový prvek musí být větší jak 600V. S ohledem na dostupnost modelů v knihovně součástek simulačního prostředí Pspice a na životnost součástky byl zvolen výkonový IGBT-N tranzistor od firmy Advanced Power Technology. Jeho parametry při teplotě okolí 25°C jsou:

Napětí kolektor-emitor: **1000V**

Maximální střední hodnota proudu kolektorem: **25A**

Maximální špičkový proud kolektorem: **50A**

Maximální ztrátový výkon: **147W**

Odpor v sepnutém stavu: **0,23Ω**

Pouzdro: **TO-247**

Dále je nutné k tomuto tranzistoru paralelně připojit diodu (viz obr. č. 28), která urychlí vypnutí. Její parametry budou stejné s diodou, která bude navržena v kapitole č. 7.2.2.

#### Ztrátový výkon tranzistorů:

Pro zjednodušení uvažujeme, že sepnutý IGBT tranzistor má konstantní saturační napětí  $U_{CEsat}$  nezávislé na procházejícím proudu. Z principu činnosti lze odvodit vztah pro střední a efektivní hodnotu proudu spínačem:

$$I_{t_{stř}} = I_{d(ef)} \cdot D_{\max} = 14,7 \cdot 0,2 = 2,94A \quad (30)$$

$$I_{t_{ef}} = I_{d(ef)} \cdot \sqrt{D_{\max}} = 14,7 \cdot \sqrt{0,2} = 6,6A \quad (31)$$

Dále je potřeba určit dynamickou energii, jež vypočítáme jako součet energie (která se promění v teplo) při zapínání a vypínání spínače podle vztahů (32, 33):

$$E_{off} = \frac{I_{d(ef)} \cdot U_z (t_f + t_{d(off)})}{2} = \frac{14,7 \cdot 600 \cdot (440 \cdot 10^{-9})}{2} = 1,9 \cdot 10^{-3} J \quad (32)$$

$$E_{\text{on}} = \frac{I_{d(\text{ef})} \cdot U_Z (t_r + t_{d(\text{on})})}{2} = \frac{14,7 \cdot 600 \cdot (85 \cdot 10^{-9})}{2} = 0,37 \cdot 10^{-3} J \quad (33)$$

$$Et_{\text{dyn}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}} = 1,9 \cdot 10^{-3} + 0,37 \cdot 10^{-3} = 2,27 \cdot 10^{-3} J \quad (34)$$

Nyní je nutné vypočítat energii vyzařenou ve statickém režimu:

$$Et_{\text{stat}} = U_{CE\text{sat}} \cdot I_{d\text{ef}} \cdot D_{\text{max}} \cdot T_S = 3,5 \cdot 14,7 \cdot 0,2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot 10^{-3} J \quad (35)$$

Potom celkový ztrátový výkon tranzistoru je součet energií dynamických a statických vynásobený spínací frekvencí:

$$Pt = f_S \cdot (Et_{\text{dyn}} + Et_{\text{stat}}) = 10000 \cdot (2,27 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}) = \underline{32,7W} \quad (36)$$

Doby zapínání a vypínání byly odečteny z katalogu součástky. Vzhledem ke katalogovým hodnotám maximálního ztrátového výkonu bude bezpečná pracovní oblast s rezervou dodržena.[2], [1]

### 6.2.2. Dioda.

Stejně jako u tranzistoru je i dioda namáhána maximálním závěrným napětím. To je na diodě v čase, kdy je tranzistor v sepnutém stavu a je rovno výstupnímu napětí  $U_Z=600V$ . Proudové namáhání diody je takové, že vybraná dioda musí být schopna přenášet minimálně střední hodnotu proudu. Střední hodnotu proudu diodou učíme dle vztahu:

$$ID_{\text{stř}} = I_{d(\text{ef})} \cdot (1 - D_{\text{max}}) = 14,7 \cdot 0,8 = 11,8A \quad (37)$$

a efektivní hodnotu:

$$ID_{\text{ef}} = I_{d(\text{ef})} \cdot \sqrt{1 - D_{\text{max}}} = 14,7 \cdot \sqrt{0,8} = 13,2A \quad (38)$$

S ohledem na výpočty a dostupnost modelů v knihovně součástek simulačního prostředí Pspice byla vybrána ultra rychlá dioda *BYP301* od firmy Infineon. Její parametry při teplotě okolí 25°C jsou:

Maximální střední hodnota proudu: **12A**

Maximální efektivní hodnota proudu: **20A**

Maximální hodnota špičkového proudu: **50A**

Maximální napětí v závěrném směru: **1200V**

Doba zotavení: **80ns**

Úbytek napětí v propustném směru ( $U_f$ ): **2.2V**

Maximální ztrátový výkon: **40W**

Odpor polovodičového přechodu v sepnutém stavu ( $r_f$ ): **0,018Ω**



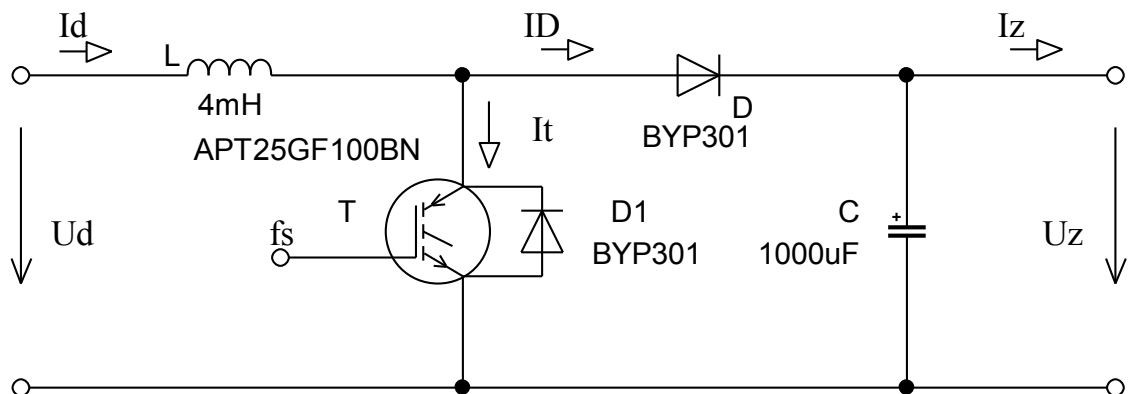
Pouzdro: **TO-218**

**Ztrátový výkon diody** určíme podle vztahu:

$$P_D = U_f \cdot ID_{stř} + r_f \cdot ID_{ef}^2 = 2,2 \cdot 11,8 + 0,018 \cdot 13,2^2 = 25,9 + 3,1 = \underline{29,1W} \quad (39)$$

Vypočtený ztrátový výkon dokazuje, že dioda bude pracovat v bezpečné pracovní oblasti. Ze simulací bylo zjištěno, že napětí na výstupu  $U_z$  může, při nejvyšším zatížení, dosahovat hodnoty až cca 615V. Z toho důvodu nemohou být použity součástky s napětím 600V, ale jsou použity součástky s vyšším mezním napětím. Tato skutečnost nebude mít vliv na fungování obvodu. [2]

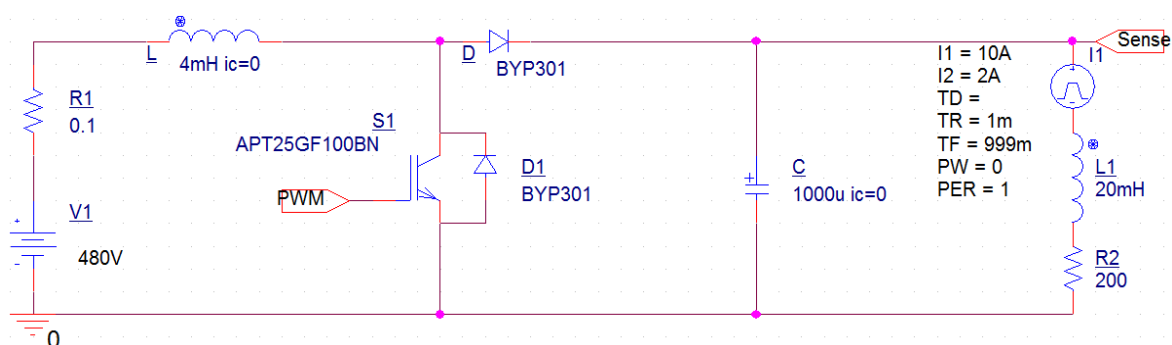
Na obrázku č. 29 je zobrazeno schéma s konkrétním osazením dle předešlého návrhu.



**Obr. 29:** Schéma obvodu s konkrétními součástkami.

### 6.3. Simulace obvodu zvyšujícího měniče v programu OrCad.

Schéma zapojení výkonové části měniče pro simulaci v prostředí PSpice je zobrazeno na obrázku č. 30. Cílem simulace je naznačit fungování zvyšujícího měniče s reálnými prvky a ověřit tak vypočítané hodnoty v kapitole č. 7.2. Jako spínač S1 byl použitý tranzistor navržený v kapitole č. 7.2.1. Stejně tak rychlá spínací dioda D a D1 navržená v kapitole 7.2.2. Ideální zdroj napětí V1 s vyjádřeným vnitřním odporem R1 tvoří reálný napájecí zdroj, který má generovat stejnosměrné napětí odpovídající napětí na výstupu usměrňovače. Aby mohly být simulovány stavy, které znázorňují změny napětí při nestabilitě napájecí sítě, bylo nutné provést simulace pro různá vstupní napětí  $U_d$  (V1). Hodnoty těchto napětí byly 480V, 535V a 590V. Pro řízení spínače slouží PWM signál, generovaný jednoduchým PI regulátorem (obr. č. 31). Hodnoty součástek PI regulátoru jsou určeny na základě simulací (viz. dále).

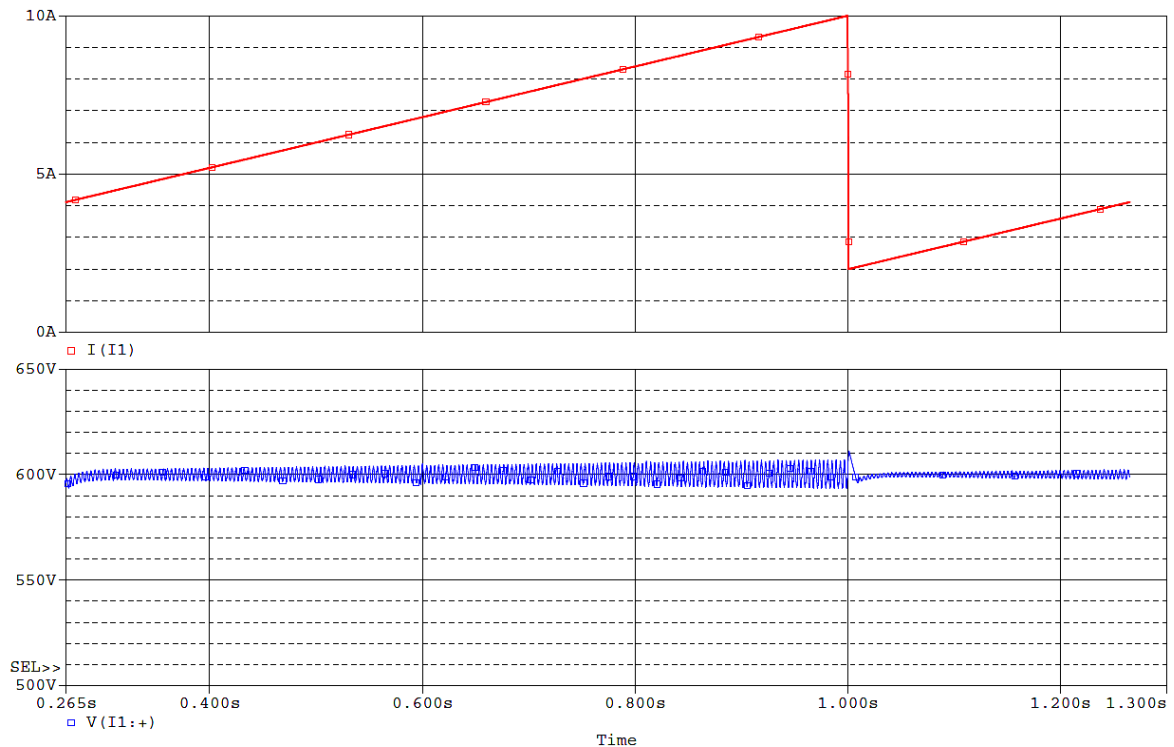


Velikost indukčnosti cívky L byla také vypočtena v předešlé kapitole č. 7.1. Hodnota kapacity elektrolytického výkonového impulzního (s malým sériovým odporem) kondenzátoru C je 1000uF. Hodnota je, v tomto případě, dána použitím kondenzátorové baterie na stávajícím komerčním zařízení od firmy Siemens. Akumulační prvky obvodu L a C mají nastaveny počáteční podmínky kvůli přechodovým dějům ( $i_c=0$ ). Prvky I1, L1, R2 tvoří předpokládanou zátěž s induktivním charakterem. Impulsní proudový zdroj I1 vyvolává v obvodu proměnný proudový odběr a tak můžeme simulovat změnu zatížení. Právě průběh této změny proudu vidíme na obrázku č. 32, (I(I1)). Uzel "Sense" slouží pro přivedení informace o velikosti výstupního napětí do regulátoru.

Napěťové zdroje na obrázku č. 31 V3 a V4 jsou určeny pro symetrické napájení operačních zesilovačů. Odporů R8 a R9 tvoří nezátížený napěťový dělič, který upravuje výstupní napětí měniče tak, aby mohlo být porovnáváno v operačním zesilovači U2 (TL084). Při návrhu děliče je nutno dbát na maximální povolenou velikost napětí a zatížitelnost rezistoru R9. V praxi se většinou skládá ze sériové kombinace několika rezistorů. Dělicí poměr odporového děliče je 0,01. Operační zesilovač U2 je zapojen jako jednoduchý proporcionálně integrační regulátor. Hodnoty součástek R6, R7 a C3 byly určeny experimentálně na základě simulací tak, aby bylo dosaženo co nejmenší

regulační odchylky. Zároveň je žádoucí, aby PI regulátor vhodně upravoval časovou konstantu přechodných dějů.

Výsledek můžeme pozorovat na obrázku č. 32. Výstupní napětí měniče  $\Delta V(I1: +)$  kmitá okolo žádané hodnoty  $600V$ . Se zvyšujícím se zatížením se rozkmit výstupního napětí zvětšuje až do maximálního zatížení  $I(I1)=10A$ , při níž je hodnota zvlnění  $\Delta V(I1: +) \approx 12V$ . Toto zvlnění je rovno  $\delta=2\%$  odchylky od požadovaného napětí, což je akceptovatelná hodnota. Pokud je zatížení nejmenší  $I(I1)=2A$ , pak hodnota zvlnění napětí odpovídá  $\delta=0,46\%$ .



**Obr. 32:** Průběh napětí  $V(I1: +)$  na výstupu měniče a průběh zatěžovacího proudu  $I(I1)$ .

Dále je PI regulátor tvořen referenčním zdrojem  $V5$  konstantního napětí  $6V$ . Toto napětí je vlastně konstantou stanovující velikost napětí, na kterou bude veličina regulována. Je samozřejmě nutné při této úvaze zohledňovat dělicí poměr napěťového děliče.

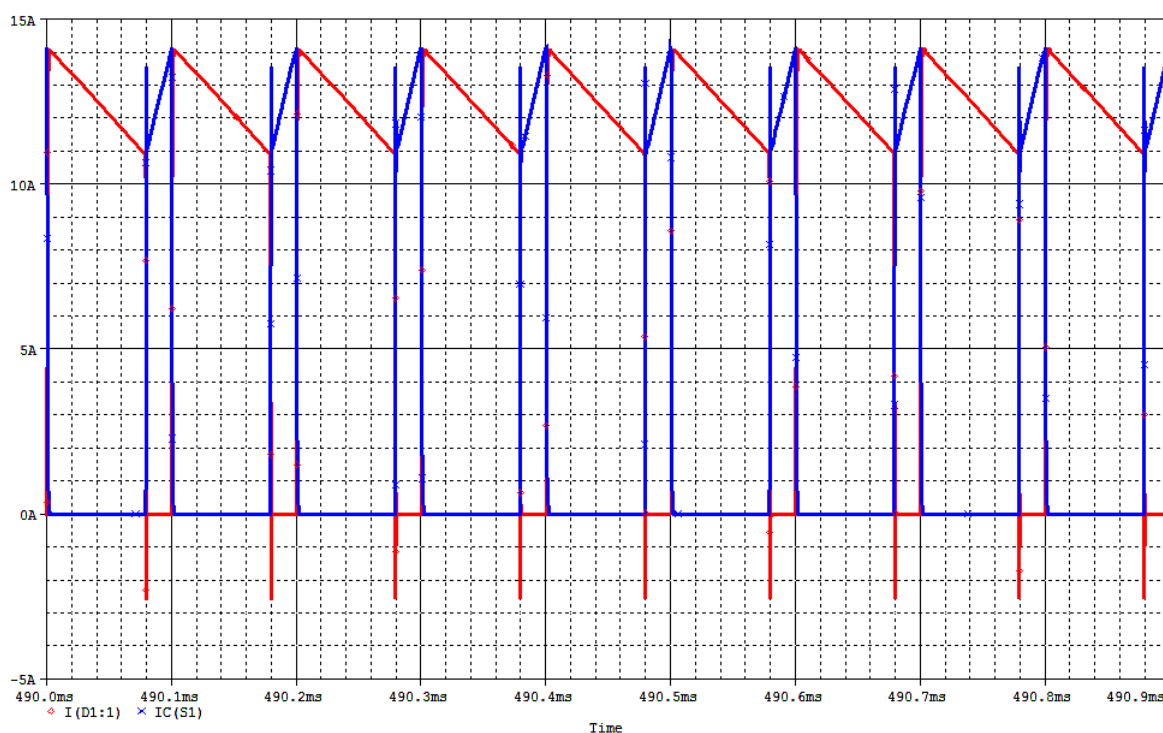
Pulzní napěťový zdroj  $V2$  je nastaven tak, aby generoval pilovitý signál o frekvenci  $f_p=10kHz$  a amplitudě  $U_p=12V$ . Tento signál je společně se signálem z PI regulátoru připojen na vstupy operačního zesilovače  $U3$  (LMV7219). Jedná se o rychlý komparátor, jenž tyto dva signály porovnává. Výsledkem této komparace je pak plnohodnotný PWM signál, jímž je možné ovládat spínací prvek.

V následující tabulce č. 1 budou uvedeny názvy knihoven z programu OrCad a k nim přiřazeny odpovídající součástky tak, jak jsou označeny ve schématech na obrázcích č. 30 a 31.

Tab. 1: Názvy knihoven Or Cad s přiřazenými součástkami.

Název knihovny	SOURCE	ANALOG	OPAMP	INFINEON	IGBT
Označení součástky ve schématu.	V1,V2,V3,V4, V5,I1	R1,R2,R3,R4, R5,R6,R7,R8, R9,L,L1,C,C3	U2,U3	D, D1 (BYP301)	S1(APT25GF100N)

Další obrázek č. 33 znázorňuje průběhy proudů na spínacím tranzistoru S1 a na diodě D, z obrázku č. 30. Pokud budeme porovnávat nasimulované hodnoty s vypočítanými, je vidět téměř shodnou hodnotu zvlnění proudu, která byla vypočítána  $\Delta Id = 2,94A$  dle vztahu (26). Dále je zřejmá délka periody spínací frekvence  $T_s = 100\mu s$ . Doba sepnutí tranzistoru ( $t_1 = 20\mu s$ ) a doba, kdy je dioda pólována v propustném směru ( $t_2 = 80\mu s$ ), odpovídá maximální střídě  $D_{max} = 0,2$  dle vztahu (27). Spínací časy lze určit podle vztahu (21). Na obrázku jsou také zřejmé proudové zákmity v oblastech, kdy dochází k přepnutí polovodiče. Jedná se o přechodový děj, kdy klesá (dioda D1) nebo narůstá (tranzistor S1) proud s danou strmostí a zároveň, téměř ve stejný okamžik, se mění v opačném smyslu velikost napětí na odpovídajícím prvku. Takto vznikají dynamické ztráty, jenž jsou vypočteny dle vztahů (34, 39). Velikosti proudových špiček nemají negativní vliv na funkci.



Obr. 33: Průběhy proudů na spínači IC(S1) a na diodě I(D1:1).

## 7. Praktické měření na komerčním zařízení.

### 7.1. Struktura frekvenčního měniče SINAMICS S120.

Struktura frekvenčního měniče Siemens Sinamics S120 je tvořena těmito hlavními moduly:

“*Řídící jednotka CU320* - provádí výpočty pro řízení výkonové části měniče a současně poskytuje rozhraní k nadřazenému systému, s nímž komunikuje isochronním, tedy velmi rychlým a časově přesným protokolem. “ [12]

Síťové moduly dodávají proud do stejnosměrného meziobvodu. Existují v provedení:

“*Smart Line Module* – diodový můstek v napájecím směru, IGBT ve zpětném směru synchronizováno s napájecí sítí. [12]

*Active Line Module* – diodový můstek v napájecím směru, IGBT ve zpětném směru řízené pulsně šířkovou modulací; sinusový odběr i rekuperace proudu s definovaným  $\cos(\varphi)$ .“ [12] Pro měření bylo použito provedení Active Line Module.

“*Motorový modul* - napájí připojený motor. Jedná se o modul střídače a může být jednomotorový nebo vícemotorový. “ [12] Pro měření bylo použito provedení jednomotorové.

“*Sběrnice Drive-CLiQ* - je uzavřenou sběrnici firmy Siemens určenou k propojení jednotlivých výše uvedených modulů měniče. V návaznosti na použití této sběrnice na měniči vyrábí firma Siemens i motory s tímto datovým rozhraním. Výhodou je čtení štítkových údajů přímo z motoru, včetně jedinečného čísla (ID) daného kusu motoru. “ [12]

Kromě řídicí jednotky CU320 lze k ovládání pohonu také použít řídicí systém Simotion. “Obecně můžeme Sinamics S120 charakterizovat jako F. M. se základní rychlostní regulační smyčkou. Řídicí systém Simotion představuje kombinaci klasického programovatelného logického automatu a jednotky pro obecné řízení pohybu GMC – General Motion Control. Obsahuje výkonný procesor, který dovoluje uživateli realizovat automatizační úlohy, velmi efektivně používat připojené pohony a realizovat mezi nimi elektronické vazby. Simotion je navržen jako multitaskový systém, to znamená, že každému úkolu je přiděleno určité množství systémového času mikroprocesoru. K této jednotce je možné připojovat různé moduly s analogovými/digitálními vstupy.“ [12]

“Změnou k lepšímu, z hlediska možné diagnostiky motoru, je zde způsob měření statorových proudů. Měnič Sinamics provádí měření všech tří proudů, které napájí motor. Není již používána aplikace se dvěma čidly proudu, která přináší omezení. Pokud k F. M. Sinamics připojíme Simotion, předpokládáme, že je možné naprogramovat jednoduché diagnostické algoritmy v jednotce Simotion, kterou je možné využívat pro obecné programování, které není úzce orientované na pohony a jejich aplikace. “ [12], [5]

## 7.2. Měření.

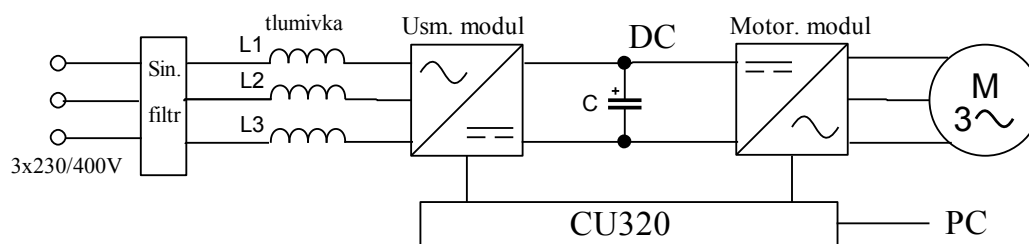
Praktické měření bylo provedeno na pohonu v laboratoři VŠB-TU Ostrava. Konkrétní pohon byl složen z asynchronního trojfázového motoru zapojeného do hvězdy a hřídelí spojeného s tachogenerátorem. Tachogenerátor je stejnosměrný stroj, který slouží k zatěžování pohonu požadovaným momentem. Při měření byly použity regulace  $U/f$  a rychlostní regulace bez čidla otáček. V tabulce č. 2 jsou uvedeny šítkové hodnoty důležitých komponentů pohonu.

**Tab. 2:** Šítkové hodnoty důležitých komponent [12].

<b>3- FÁZOVÝ ASYNCHRONNÍ MOTOR:</b>		<b>STEJNOSMĚRNÝ TACHOGENERÁTOR:</b>	
Typ:	4AP 132M-4	Typ:	TTN20Ab
No:	2495356	No:	3667690
Krytí:	IP54	Výkon:	15 kW pro S1
Tvar:	IM1082	Napájení:	440 V (37,5 A)
Výkon:	7,5 kW pro S1	Buzení:	C 190 V / 1 A
Napájení:	Y/Δ 380/220 V (15,2/26,3 A)	Třída izolace:	E
		Rozsah otáček:	28-2800 ot/min
Cos φ :	0,86	Vstup:	3-f, 380-460 V
Hmotnost:	86 kg	Jmenovitý proud:	17,5 A
Číslo:	33187-6049-9306		
Třída izolace:	F		
Jmenovité otáčky:	1450 ot/min		
Kmitočet nap. napětí:	50Hz		
<b>MOTOROVÝ MODUL SIEMENS:</b>		<b>USMĚRŇOVACÍ MODUL SIEMENS:</b>	
Typ:	6SL3130-1TE21-0AA1	Typ:	6SL3130-7TE21-6AA1
Vstup:	DC 600 V 50-60 Hz	Vstup:	3 AC 380/480
Výstup:	3 AC 400 V (9A)	Výstup:	DC600V 16 kW (27 A)
Výkon:	16 kW		

Motorový (střídač) a usměrňovací (pulzní usměrňovač) modul je z modelové řady Sinamics S120. Kromě těchto částí obsahuje daný pohon také vstupní trojfázový sinusový filtr (6SL3000-0FE21-6AA0). Za filtrem je připojena trojfázová vyhlazovací tlumivka (6SN1111-0AA00-0BA1). Oba tyto moduly jsou dimenzovány na vstupní napětí 3AC 380-480V, jmenovitý proud 30A a ztrátový výkon 0,17kW. Dále je nutná napájecí jednotka Sitop (24V DC), která je potřebná k provozu modulů. A v neposlední řadě také ovládací software Starter, který prostřednictvím

počítače umožňuje ovládat, provozovat a diagnostikovat pohon. Schéma propojení jednotlivých modulů je na obrázku č. 34.



Obr. 34: Zapojení pohonu pro praktické měření.

Další důležitým modulem je řídicí jednotka CU320. Ta provádí výpočty pro řízení výkonové části měniče a současně poskytuje rozhraní k nadřazenému systému (Starter, Simotion), s nímž komunikuje isochronním, tedy velmi rychlým a časově přesným protokolem. Jednotka obsahuje osm digitálních vstupů a osm obousměrných digitálních DI/DO. Tyto vstupy a výstupy se dají využít pro vyvedení parametrů a ovládání měniče pomocí tlačítek.

Při tomto měření byla kontrolována především stabilita napětí ve stejnosměrném meziobvodu F. M (600V) v závislosti na vstupním napětí trojfázového usměrňovacího modulu, jenž bylo nastavováno pomocí regulovatelného trojfázového trafo. Stabilitu napětí bylo důležité kontrolovat při ustáleném zatížení, to znamená ne při rozběhu nebo brzdění motoru. Napětí se měnilo od 400V do 300V (měřeno sdružené napětí). Zároveň byl posouzen limitní stav nejnižšího napětí, při kterém je F. M. ještě schopen fungovat při daném zatížení.

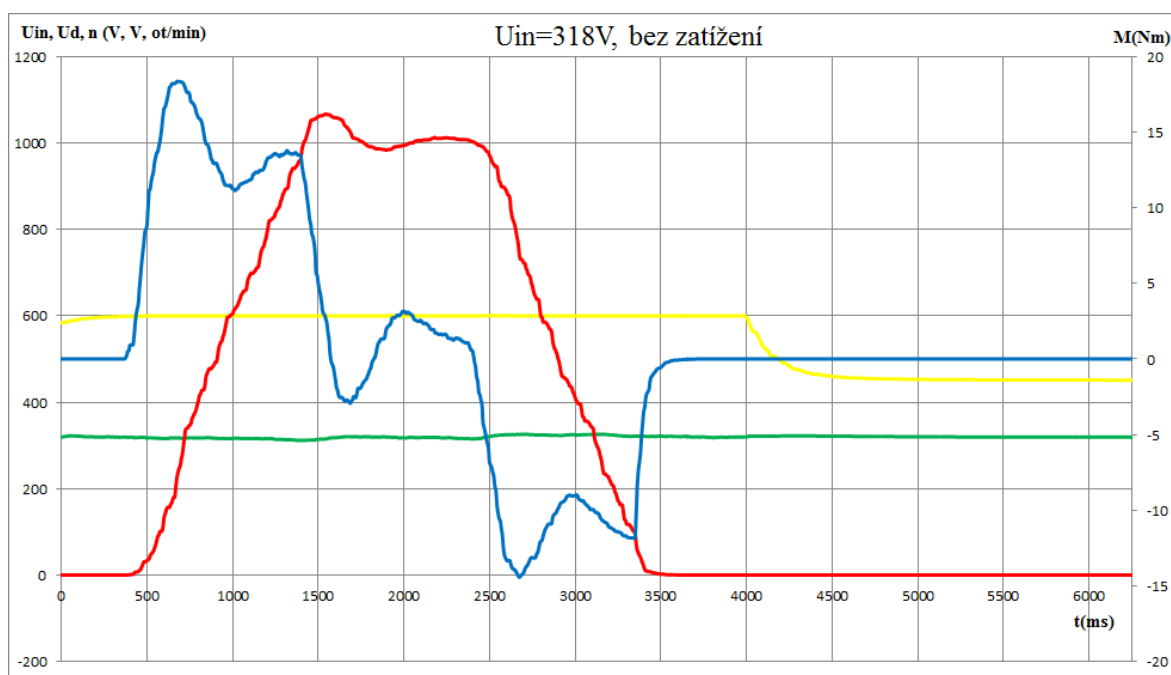
Měření bylo provedeno pro dané napětí vždy bez zatížení a se zatížením. Následně byly tyto dvě varianty zaznamenány a výsledky uloženy v podobě průběhů (obr. č. 35 - 42). Motor byl roztočen na 1000 ot/min a poté (v případě měření se zatížením) zatížen. Na následujících obrázcích můžeme vidět naměřené průběhy, na nichž je vždy zobrazeno:

Vstupní napětí: .....  $U_{in}$  (V), (zelená křivka)

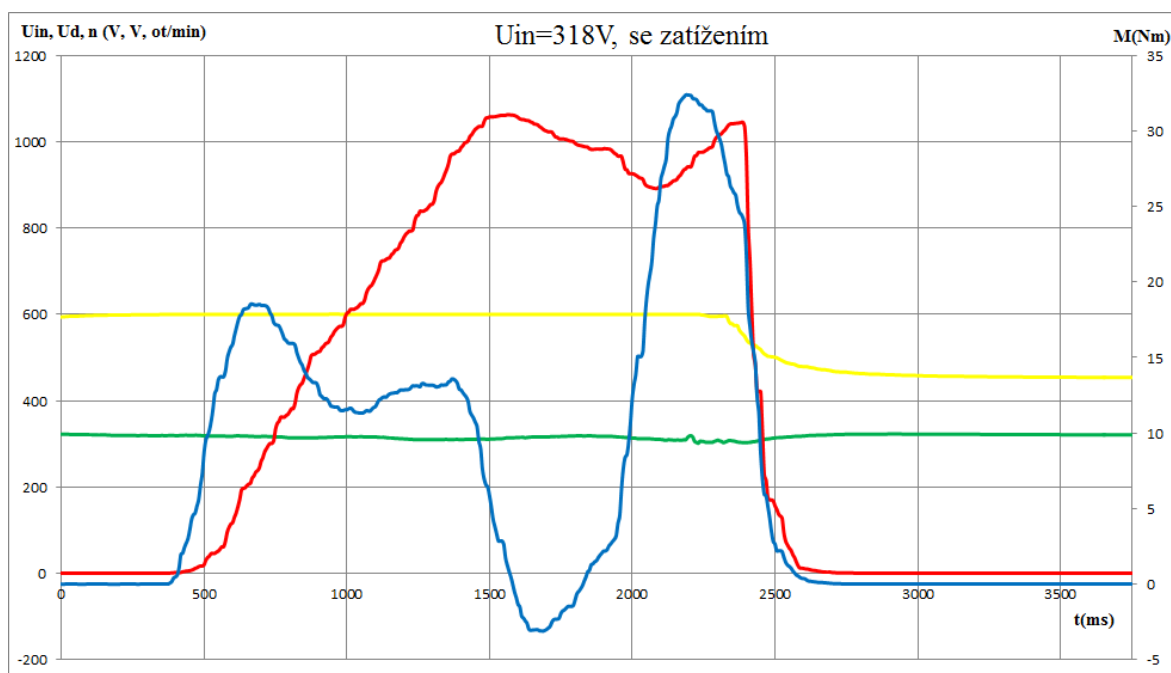
Napětí stejnosměrného meziobvodu: ...  $U_d$  (V), (žlutá křivka)

Zatěžovací moment: .....  $M$  (Nm), (modrá křivka)

Otáčky motoru: .....  $n$  (ot/min), (červená křivka)



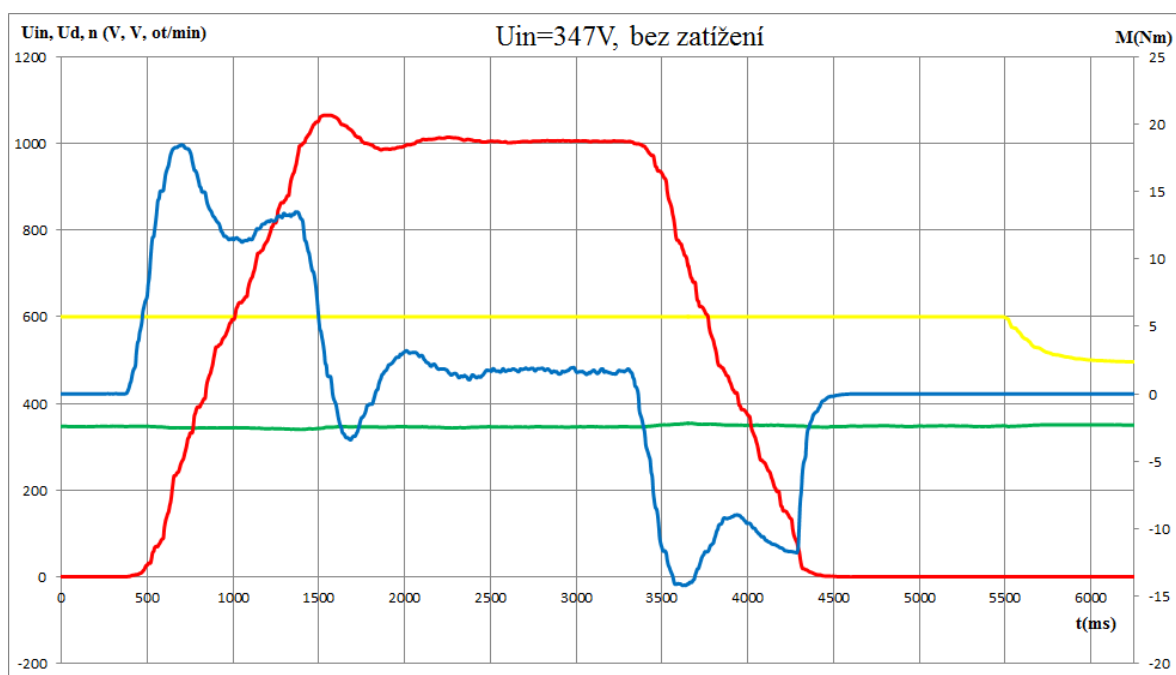
**Obr. 35:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 318V bez zatěžování motoru.



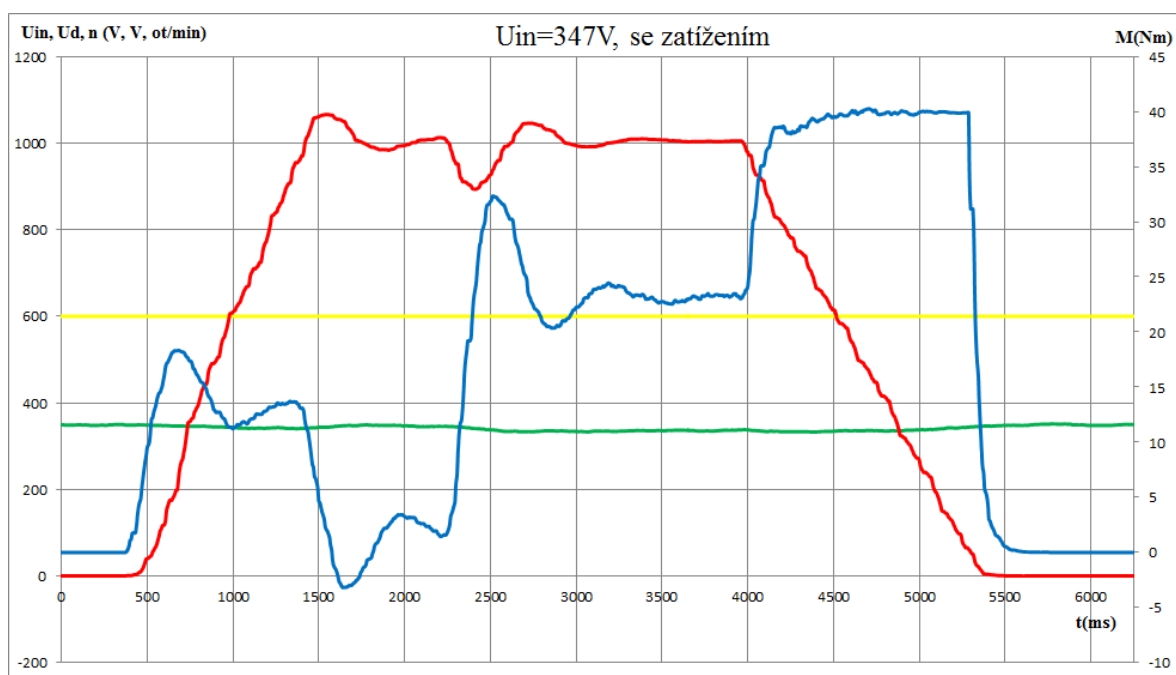
**Obr. 36:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 318V se zatěžováním motoru.

Z obrázků č. 35 a 36 je vidět jak se pohon chová při nejnižším možném napájecím napětí  $U_{in}=318V$ . Jedná se o mezní stav, kdy se motor bez zatížení ještě točí, avšak při zatížení řídicí jednotka odstaví měnič kvůli velkému proudovému zatížení (poruchový stav, obr. č. 36). Napětí v meziobvodu je i tak velmi stabilní.



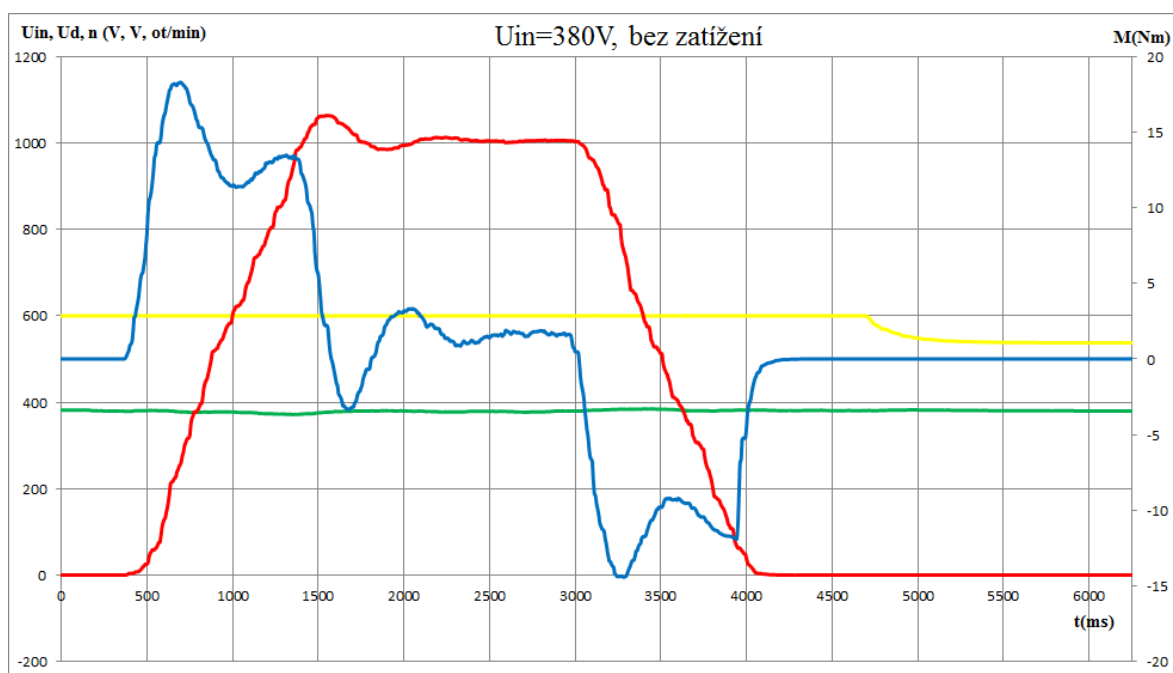


**Obr. 37:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 347V bez zatěžování motoru.

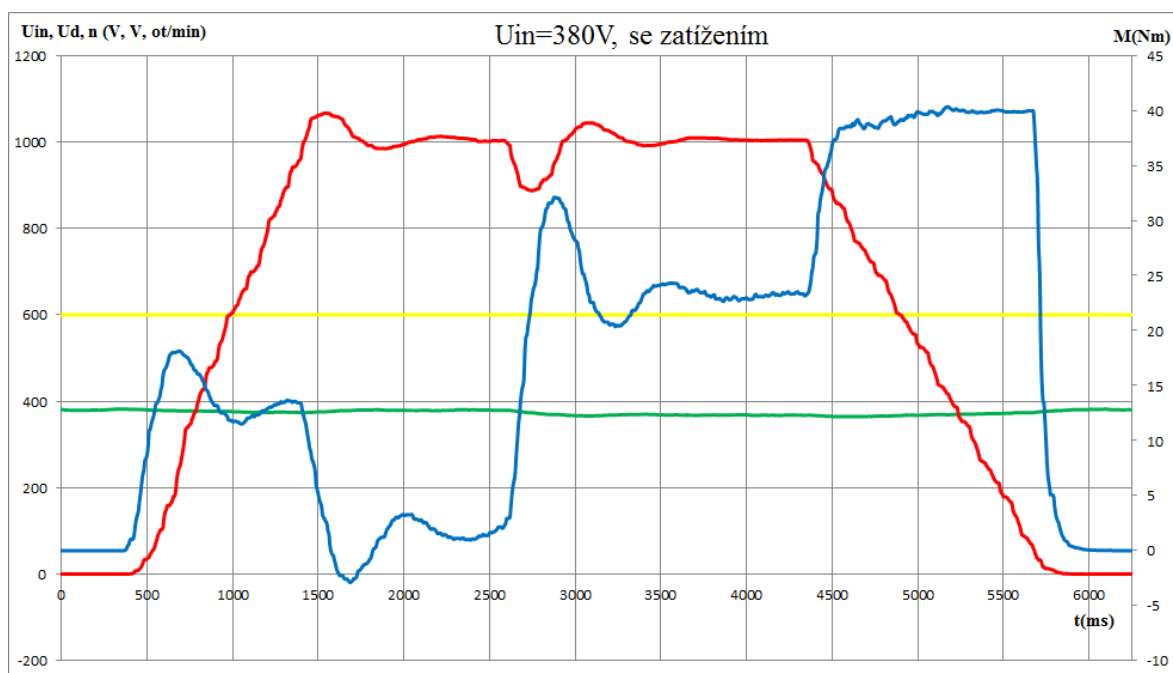


**Obr. 38:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 347V se zatěžováním motoru.

Na obrázcích č. 37 a 38 jsou průběhy veličin při  $U_{in}=347V$ . Vstupní napětí mírně klesá vlivem úbytků napětí na vstupních filtrech při zatížení sítě. Dále můžeme vidět zákmit ( $t=2400ms$ ) na křivce otáček motoru při zatížení. To je dáno neoptimálním nastavením regulátorů, což však nebylo cílem tohoto měření. Napětí v meziobvodu je velmi stabilní.

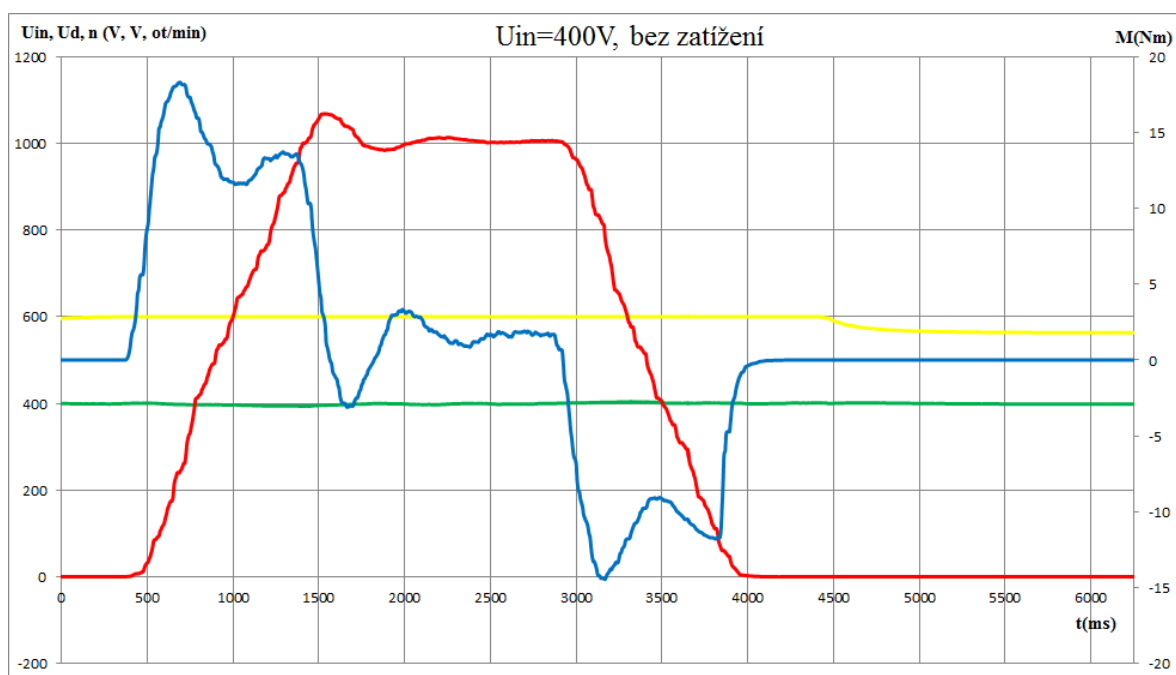


**Obr. 39:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 380V bez zatěžování motoru.

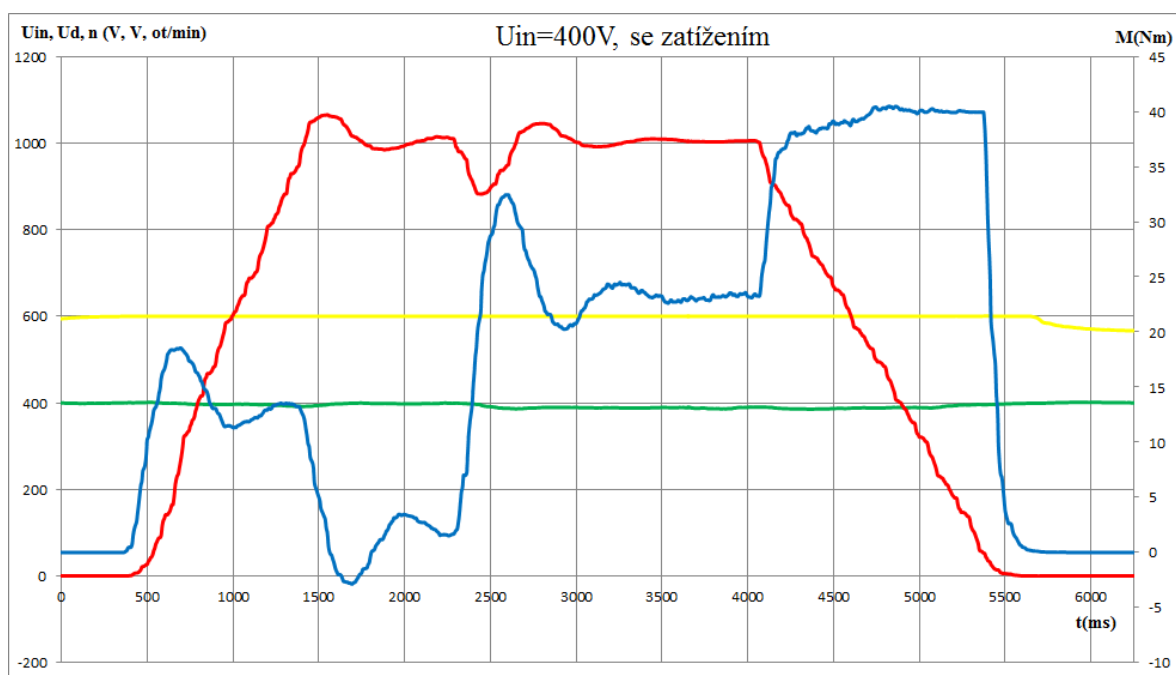


**Obr. 40:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 380V se zatěžováním motoru.

Na obrázcích č. 39 a 40 jsou průběhy veličin při  $U_{in}=380V$ . Je nutné podotknout, že pokud se zatěžovací moment nachází v záporné polorovině, pohon rekuperuje energii zpět do sítě. Zatěžovací moment byl ve všech případech asi  $M=24Nm$  a brzdný asi  $M=40Nm$ . Napětí v meziobvodu je velmi stabilní.



**Obr. 41:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 400V bez zatěžování motoru.



**Obr. 42:** Průběhy veličin pro vstupní napětí 400V se zatěžováním motoru.

Na obrázcích č. 41 a 42 jsou průběhy veličin při  $U_{in}=400V$ . Napětí v meziobvodu je velmi stabilní. Zvlnění momentu na obrázku č. 41 je dáno dynamickým momentem vlastního motoru při rozběhu a brzdění. Na obrázku č. 42 je zvlnění momentu dáno jednak zatěžovacím momentem ( $\Delta t=2600-4000ms$ ) a jednak brzdícím momentem ( $\Delta t=4000-5500ms$ ).

## 8. Závěr.

Cílem této diplomové práce bylo, zvolit vhodnou obvodovou koncepci, použitelnou pro aplikaci stejnosměrného meziobvodu u frekvenčních měničů pro motorové pohony. Hlavní požadavky, na tyto obvody, jsou především korekce účinníku a korekce harmonického zkreslení odebíraného proudu, jenž negativně ovlivňují napájecí síť. Další kontrolovanou veličinou byla stabilizace napětí ve stejnosměrném meziobvodu F. M.

Dle zadání tedy byla provedena analýza možných, v praxi používaných obvodových řešeních. V dnešní praxi se jedná především o aktivní obvody, které fungují s velkou účinností. V kapitole č. 4 jsou nejprve obvody rozděleny dle konkrétního použití a následně je vybrána zkoumaná oblast. Jedná se především o obvody stejnosměrných beztranzistorových měničů. Vybrané typy obvodových řešení jsou dále popsány, co se týká funkce, výhod a nevýhod. Na základě tohoto zkoumání je vybrán nejvhodnější zvyšující stejnosměrný měnič, jak také napovídá další bod zadání diplomové práce. V této kapitole je dále uvedena obvodová varianta pulzního měniče, která se v důsledku netýká stejnosměrného napětového meziobvodu, ale vzhledem k praxi bylo vhodné ji uvést.

Další část diplomové práce je zaměřena na konkrétní návrh zvyšujícího stejnosměrného beztranzistorového měniče. Jednalo se o obvod, který bude zapojen do DC napětového meziobvodu a bude provádět výše uvedené požadavky. Z toho důvodu bylo stanoveno jeho výstupní napětí na  $600V$  a výstupní výkon  $6000W$ , při účinnosti  $85\%$ . Také vstupní napětí mohlo být, díky použité obvodové topologii, zadáno v rozmezí  $480-590V$ . Byl proveden kompletní návrh obvodu, včetně výběru polovodičů a výpočtu ztrátových výkonů. Vypočtené výsledky byly úspěšně ověřeny v programovém prostředí PSpice, konkrétně v programu OrCad 16. 6. Výsledné výstupy v podobě průběhů výstupních veličin jsou uvedeny v příslušné kapitole (č. 6).

Vzhledem k tomu, že pulzní usměrňovač je nejvhodnější pro praktickou aplikaci týká se poslední bod zadání praktického měření v laboratoři VŠB-TU Ostrava. Jednalo se o měření na komerčním zařízení od firmy Siemens, konkrétně modul frekvenčního měniče Sinamics S120. Výsledky měření jsou uvedeny v kapitole č. 7.

Při dalším zkoumání tohoto tématu by bylo vhodné se zaměřit na obvodové řešení týkající se především výkonových pulzních měničů. Jejich klasické obvodové topologie jsou totiž obměňovány tak, aby bylo dosaženo co nejlepších výsledků. Navíc zcela nový směr v koncepci frekvenčních měničů představují tzv. maticové měniče. Jsou to přímé frekvenční měniče, kde je výstupní napětí formováno šířkově pulsní modulací tak, že průběh výstupního napětí je skládán z úseků napětí vstupního. Dalším faktorem pro zlepšení funkce frekvenčních měničů, může být způsob řízení a aplikace moderních výpočtových zařízení u aktivních korektorů.

## Literatura.

- [1] Novotný V., Vorel P., Patočka M.: *Napájení elektronických zařízení*. Brno, Ústav radioelektroniky FEI VUT v Brně
- [2] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 183 s. ISBN 80-730-0062-8.
- [3] NOVÁK, Jaroslav. *Současné trendy rozvoje elektrických pohonů napájených z polovodičových měničů*. [online]. 2001, roč. 2001, č. 02 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: [http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=23861](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=23861)
- [4] MALINOWSKY, Mariusz. *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Warsaw, Poland, 2001. Dostupné z: [www.isep.pw.edu.pl / ICG / pdf / phd / mariusz\\_malinowski.pdf](http://www.isep.pw.edu.pl/ICG/pdf/phd/mariusz_malinowski.pdf) /Ph.D. Thesis. Warsaw University of Technology. Vedoucí práce Prof. Dr Sc. Marian P. Kaźmierkowski.
- [5] Beran Leoš, Martin Diblík, Petr Přivratský K7 vědecko populární časopis TU v Liberci. Dostupné z: <http://k7.vslib.cz/1/2006>
- [6] SEDLÁČEK, J., VALSA, J. *Elektrotechnika 2. Skriptum*. VUT Brno, 2004.
- [7] CHLEBIŠ, Petr. *VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA I: pro kombinované a distanční studium* [skriptum]. VŠB-TU Ostrava, 2003, 73 s. [cit. 6.5.2014].
- [8] BASU, Supratim. *Single phase active power factor correction converters: methods for optimizing EMI, performance and costs*. Göteborg, Sweden: Chalmers University of Technology, 2006. ISBN 91-729-1770-9. Ph.D. Thesis.
- [9] ON SEMICONDUCTOR. *Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution*. Colorado, USA: SCILLC, 2011, 130 s.
- [10] Motor efficiency depends upon power factor correction, too-Part 2: Power Electronics / Power Management. [online]. 19 August 2009 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: <http://www.dataweek.co.za/news.aspx?pklnnewsid=33318>
- [11] Motor efficiency depends upon power factor correction, too-Part 1: Power Electronics / Power Management. [online]. 5 August 2009 [cit. 2014-05-06]. Dostupné z: <http://www.dataweek.co.za/news.aspx?pklnnewsid=33157>
- [12] SIEMENS. *SINAMICS Low Voltage Engineering Manual: Sinamics G130, G150, S120 Chassis, S120 Cabinet Modules, S150*. Version 6.1. Siemens AG, April 2011.